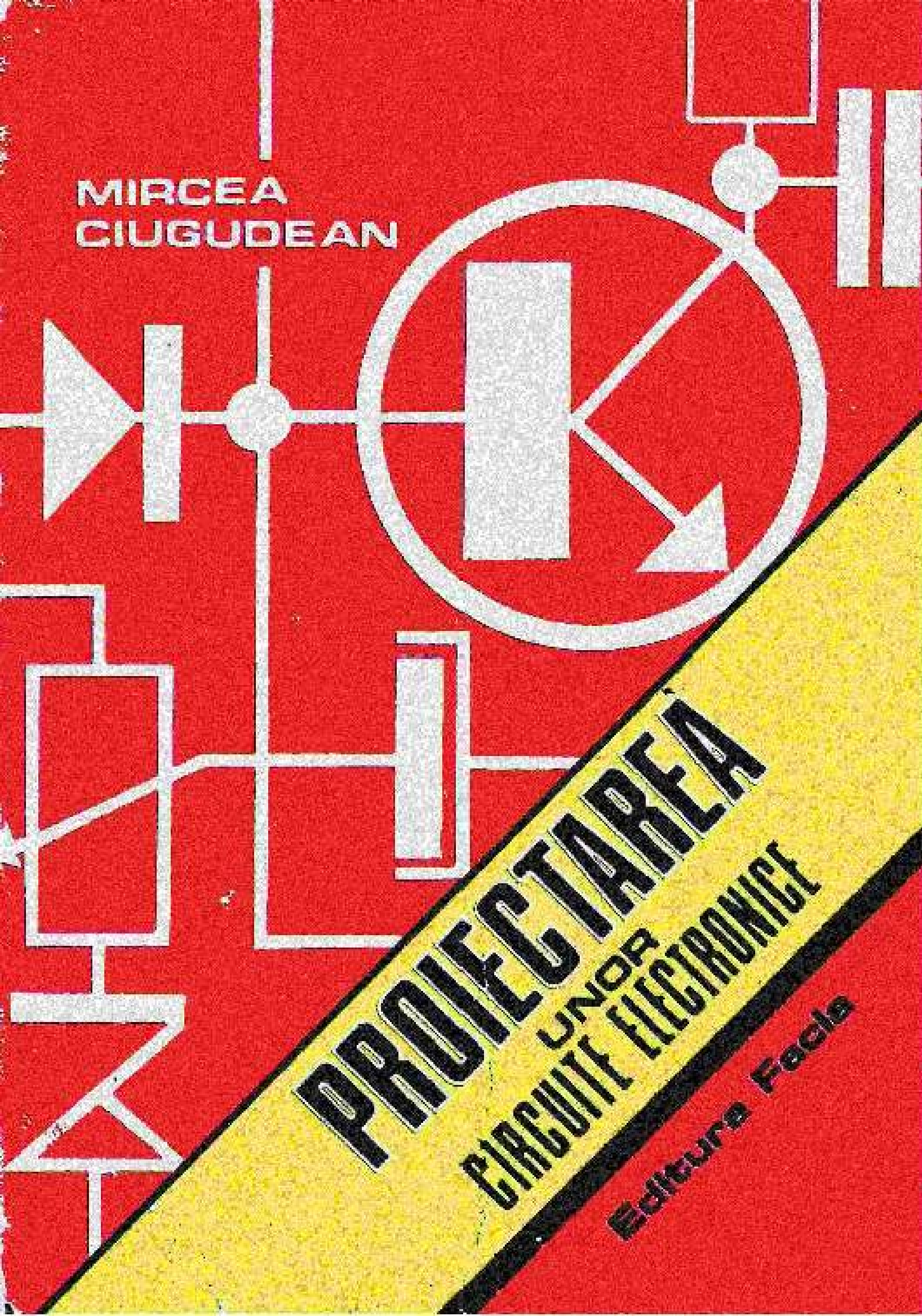


MIRCEA
CIUGUDEAN

PROIECTAREA UNOR CIRCUITE ELECTRONICE

Editura Facla

M. CIUGUDEAN

PROIECTAREA UNOR CIRCUITE ELECTRONICE

M. CIUGUDEAN

PROIECTAREA UNOR CIRCUITE ELECTRONICE

EDITURA FACLA
Timişoara, 1983

Control şi revizie ştiinţifică :
ing. MIRCEA BODEA

PREFAȚĂ

De mulți ani nu au mai fost elaborate în țară lucrări de proiectare în electronica liniară. Este adevărat că în prezent electronica liniară cedează teren electronicii digitale și că circuitele integrate liniare, care necesită tot mai puține calcule, iau locul celor cu componente discrete care au solicitat serios pe proiectanții electroniști. Rămîn totuși o serie de funcții de circuit care se realizează simplu și ieftin cu circuite electronice cu componente discrete sau integrate care necesită calcule de dimensionare.

Cartea de față conține pe lîngă calculul circuitelor electronice liniare obișnuite și calculul unor circuite care, utilizînd comutația, realizează o legătură liniară între o mărime de ieșire și o mărime de intrare. Sînt prezentate numai circuite care au fost bine analizate, proiectate cu diferite date inițiale și experimentate în laborator, în scopul verificării concordanței dintre calcule și rezultatele experimentale. La studiul și calculul unei părți însemnate din aceste circuite se aduc contribuții originale.

Incluzînd un volum important de date și caracteristici de componente, de cunoștințe în domeniul circuitelor, cartea va fi de reală utilitate pentru învățarea și practicarea electronicii. Ea se adresează tuturor celor ce se ocupă de electronică și doresc să o cunoască mai bine sub aspect cantitativ. Fiind de dificultate medie, va fi accesibilă celor ce au o pregătire de matematică la nivel de liceu.

Aduc pe această cale mulțumiri tuturor celor care m-au ajutat în elaborarea lucrării.

Autorul

INTRODUCERE

Modul de tratare a problemelor din cuprinsul cărții pleacă de la presupunerea că utilizatorul cunoaște funcționarea dispozitivelor și circuitelor electronice principale. Referitor la acestea, în ultimii ani au apărut un număr însemnat de lucrări – tratate și culegeri de probleme – care pot sta la baza unei bune pregătiri teoretice în domeniul electronicii.

Prin urmare, cu excepția descrierii unor circuite mai puțin cunoscute, se trece direct la prezentarea principalelor caracteristici și date ale componentelor utilizate, a unor probleme concrete ce apar la proiectarea și realizarea circuitelor respective, la prezentarea datelor inițiale necesare la calcul și apoi a etapelor proiectării. La prezentarea acestora din urmă s-a încercat, pe cît a fost posibil, să se justifice fiecare relație, fiecare pas, încît materialul să servească atît ca îndrumar de calcul cît și ca mijloc didactic, de aprofundare a problemelor ce apar la circuitele electronice, de înțelegere a funcționării intime a acestora.

S-a urmărit, de asemenea, organizarea etapelor de calcul și verificări astfel încît, cu relativ puține completări și efort, să se poată elabora organigrame și programe de calcul pe calculator numeric. Într-adevăr, pentru unele din circuitele electronice prezentate, care sînt utilizate frecvent (alimentatoare, stabilizatoare), ar merita să fie puse la punct programe în scopul de a simplifica activitatea electroniștilor și de a realiza o mare economie de timp.

O atenție deosebită s-a acordat corectitudinii calculelor în condițiile în care majoritatea parametrilor componentelor prezintă o dispersie destul de însemnată. În acest sens s-au dat relații valabile pentru cazul cel mai defavorabil. În practică, dacă trebuie realizate unicate ale circuitelor electronice prezentate, merită să fie măsurați unii parametri direct asupra exemplare-

lor de componente şi circuite integrate utilizate, caz în care calculele se simplifică şi se pot asigura performanţe superioare ale circuitelor.

Se menţionează că relaţiile de calcul referitoare la disipaţia de putere şi încărcarea în curent a componentelor electronice nu au avut în considerare asigurarea unei rezerve faţă de valorile limită admise. În practică, în raport cu destinaţia echipamentului şi temperatura maximă a mediului, se pot lăsa rezerve corespunzătoare pentru creşterea siguranţei în funcţionare a componentelor.

Notaţiile utilizate sînt în bună măsură unitare şi încearcă să exprime cîte ceva despre mărimea pe care o reprezintă pentru a nu fi obositoare. S-a realizat o separare netă între notaţiile pentru tensiuni şi curenţi de regim static (indici litere mari) şi de regim dinamic (litere mici cu indici litere mici), care reprezintă în electronică deseori o sursă de confuzii.

La sfîrşitul fiecărui paragraf se prezintă un exemplu de proiectare concret, ales astfel încît să fie suficient de reprezentativ pentru metoda propusă, să asigure parcurgerea unei părţi cît mai mari din calculele prevăzute, în general, pentru mai multe variante.

În carte au fost prezentate şi proiectate circuite electronice avînd la bază numai componente active produse în ţară, dovedindu-se posibilităţile de lărgire a gamei de aplicaţii a acestora şi de obţinere a unor performanţe ridicate.

CAPITOLUL 1

Proiectarea stabilizatoarelor de tensiune continuă

1.1. PROIECTAREA STABILIZATORULUI CU DIODĂ ZENER

Circuitul stabilizator cu diodă Zener este binecunoscut (fig. 1.1). El furnizează practic o tensiune stabilizată fixă (ce nu se poate modifica din exterior) avînd valoarea tensiunii de pe dioda Zener şi prezintă un coeficient de stabilizare de ordinul cîtorva zeci. Fiind un stabilizator cu element de reglare de tip paralel [2], [12], este neeconomic pentru sarcină de curent variabil în domeniu larg (consumă curent mare indiferent de valoarea momentană a curentului de sarcină) şi se utilizează numai la curent de sarcină redus (cel mult cîteva sute de mA).

Calculul circuitului constă de fapt în determinarea rezistenţei de limitare R_L. Această rezistenţă trebuie să permită menţinerea punctului de funcţionare al diodei în regiunea de stabilizare în condiţiile variaţiei tensiunii de alimentare a circuitului şi a curentului prin sarcină, iar uneori (în cazul producţiei de serie a circuitului) şi în condiţiile dispersiei tensiunii pe diodă şi a toleranţei proprii ce nu se mai poate ignora /15/ *. Întotdeauna sursa de tensiune continuă de alimentare se poate reprezenta şi cunoaşte prin tensiu-

---

* Bibliografia între paranteze oblice reprezintă lucrări ale autorului şi colaboratorilor săi.

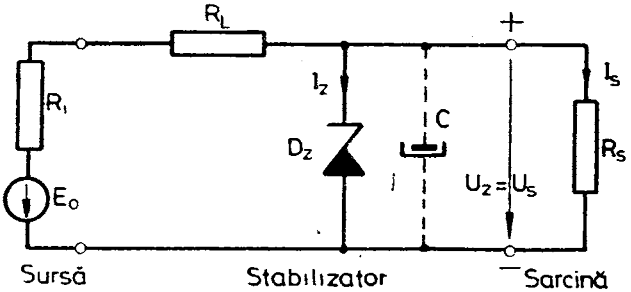


Fig. 1.1. Stabilizator cu diodă Zener.

nea ei în gol E_0 și rezistența ei internă R_i, ceea ce ușurează calculul acestui circuit.

În practică apar de obicei două cazuri în legătură cu datele inițiale ale calculului. Cel mai frecvent caz este acela în care circuitul se alimentează de la o sursă existentă, dată. Al doilea caz este acela în care sursa de alimentare se poate adopta.

Un eventual condensator la ieșirea circuitului stabilizator ar putea crește efectul de divizare (pe R_L și r_z) a pulsațiilor tensiunii de alimentare (dacă acestea există) prin șuntarea lui r_z cu reactanța redusă a condensatorului. De asemenea, se pot reduce variațiile tensiunii de ieșire din cauza unor componente variabile ale curentului de sarcină, prin micșorarea rezistenței de ieșire a stabilizatorului pentru frecvențe mari.

Există posibilitatea de a se folosi în serie două sau mai multe diode Zener cu rezistență dinamică și coeficient de temperatură reduși pentru a realiza o doidă Zener echivalentă, de tensiune mai mare. Diodele Zener cu coeficientul de temperatură minim sînt cele cu $U_z \cong 5{,}6$ V, iar cu rezistență dinamică minimă sînt cele cu $U_z \cong 6{,}8\ldots8{,}2$ V.

PROIECTAREA STABILIZATORULUI ÎN CAZUL UNEI SURSE IMPUSE

DATE INIȚIALE

Datele inițiale pentru acest caz sînt:

- valoarea mijlocie a tensiunii pe sarcină U_s și precizarea dacă aceasta poate avea dispersia tipică dată în catalog pentru dioda Zener corespunzătoare;

– limitele de variație a curentului sarcinii cînd aceasta este alimentată la tensiunea U_s : I_{smin}, I_{smax} și precizarea dacă acestea depind de tensiunea pe sarcină ;
– limitele de variație ale tansiuni de alimentare în gol: E_{0min}, E_{0max} ;
– rezistența internă a sursei de alimentare : R_i ;
– variația totală admisă a tensiunii pe sarcină din cauza variației tensiunii de alimentare E_0 și a curentului de sarcină I_s : ΔU_{smax}.

Valoarea mijlocie a tensiunii pe sarcină trebuie în mod normal admisă în apropierea valorilor nominale pe care le au tensiunile pe diodele Zener fabricate [14]. Aceste tensiuni nu pot fi din păcate folosite decît ca valori de plecare în calcule, deoarece ele sînt definite în catalog [14] la anumiți curenți, ori curenții reali prin diode în circuitele stabilizatoare se cunosc abia după terminarea proiectării. Această situație apare în special atunci cînd nu este posibilă sortarea diodelor stabilizatoare (la un produs de serie sau în lipsa unui aparat de măsură).

Dacă în timpul utilizării stabilizatorului este posibil ca acesta să rămînă fără sarcină (în gol) trebuie impus $I_{smin}=0$. În caz contrar este posibil ca stabilizatorul să rămînă în gol incidental și să se distrugă dioda Zener.

Dacă alimentarea circuitului se face de la un redresor, atunci peste tensiunea E_0 se suprapun pulsații. Acestea nu afectează practic funcționarea diodei, deoarece la bornele acesteia ele sînt reduse de cca S_{min} ori (S_{min} reprezintă coeficientul de stabilizare).

Variația totală a tensiunii pe sarcină ΔU_{smax} este variația care apare după realizarea circuitului (pentru o diodă și o rezistență dată nu mai intervin dispersia și toleranța).

PROIECTAREA STABILIZATORULUI

Pentru calculul rezistenței de limitare R_L și verificarea calității stabilizatorului trebuie parcurse următoarele etape :

a) Se adoptă o diodă Zener cu tensiune nominală U_z apropiată de tensiunea U_s dată și cu curenții limită ce îndeplinesc condiția aproximativă

$$I_{zMAX} > \frac{E_{0max} - U_{zm}}{E_{0min} - U_{zM}} (I_{zMIN} + I_{smax}) - I_{smin}. \qquad (1.1)$$

În cataloage lipsesc uneori limitele curentului prin dioda Zener. Curentul maxim se poate determina cu aproximaţie din relaţia

$$I_{zMAX} < \frac{P_{dMAX}}{U_{zmax}} \text{ [A]}, \tag{1.2}$$

unde P_{dMAX} [W] reprezintă puterea disipată maximă a diodei (dată în cataloage numai pentru o temperatură obişnuită a mediului ~20...30 °C) iar U_{zmax} este valoarea maximă posibilă a tensiunii pe diodă datorată dispersiei de fabricaţie. Curentul minim se va stabili pe baza tabelului din anexe (pentru diode Zener de putere mică fabricate în ţară) în funcţie de pretenţiile de stabilizare (la curenţi mici rezistenţa dinamică a diodelor Zener este mai mare şi stabilizarea mai redusă). Pentru o stabilizare mai bună este indicat să se adopte un curent I_{zMIN} egal cu curentul de la care începînd se poate considera că rezistenţa dinamică este aproximativ constantă (şi redusă). Acest curent este în general

$$I_{zMIN} = (0,1\ldots0,15)\, I_{zMAX}. \tag{1.3}$$

Prin sortare se pot găsi deseori exemplare de diode Zener cu I_{zMIN} sensibil mai mic decît valoarea de mai sus.

Se citesc din catalog limitele tensiunii U_z datorate dispersiei de fabricaţie: U_{zm} (minimă) şi U_{zM} (maximă). Dacă dispersia tensiunii U_z dată în catalog nu este admisă într-o aplicaţie concretă, este necesar să se selecteze, pentru realizarea practică sau chiar înainte de efectuarea calculelor, diodele care prezintă la mijlocul domeniului de curent $I_{zMAX} - I_{zMIN}$ tensiune U_z cît mai apropiată de tensiunea U_s impusă. De asemenea, se pot selecta diode Zener cu rezistenţă dinamică mai mică decît aceea dată în catalog.

b) Întrucît, pentru simplificarea calculelor, în continuare caracteristica tensiune-curent a diodei Zener se va considera liniară (cu rezistenţă dinamică constantă), este necesar să se precizeze coordonatele unui punct al ei („punct cunoscut“): I_z şi U_z precum şi valoarea rezistenţei dinamice r_z. Punctul cunoscut se poate prelua din catalog, caz în care U_z are limitele U_{zmin} şi U_{zmax}, datorate dispersiei de fabricaţie. Pentru o producţie de serie a circuitului este practic unica soluţie, în schimb, pentru realizarea unor unicate, se pot selecta şi măsura diodele Zener ce urmează a fi folosite.

c) Dacă s-a precizat în datele de proiectare că I_{smin} şi I_{smax} depind şi de tensiunea de alimentare (sarcina se comportă ca o rezistenţă aproximativ liniară), se determină limitele rezistenţei echivalente de sarcină

$$R_{smin} = \frac{U_s}{I_{smax}}, \quad R_{smax} = \frac{U_s}{I_{smin}}, \tag{1.4}$$

deoarece limitele curenţilor au fost date pentru alimentarea sarcinii la tensiunea U_s.

d) Se determină valorile limită ale rezistenţei R_L cu relaţiile /15/

$$R_{LMAX}=\frac{E_{0min}-U_{zM}+r_z\,(I_z-I_{zMIN})}{I_{zMIN}+\dfrac{U_{zM}-r_z\,(I_z-I_{zMIN})}{R_{smin}}}-R_i \qquad (1.5)$$

şi

$$R_{LMIN}=\frac{E_{0max}-U_{zm}-r_z(I_{zMAX}-I_z)}{I_{zMAX}+\dfrac{U_{zm}+r_z\,(I_{zMAX}-I_z)}{R_{smax}}}-R_i. \qquad (1.6)$$

Dacă diodele Zener sînt selectate şi tensiunea U_z din punctul cunoscut nu prezintă dispersie, atunci în aceste relaţii se ia : $U_{zM}=U_{zm}=U_z$.

Dacă în datele de proiectare s-a făcut precizarea că I_{smin} şi I_{smax} nu depind de tensiunea de alimentare U_s, atunci relaţiile de calcul au forma

$$R_{LMAX}=\frac{E_{0min}-U_{zM}+r_z\,(I_z-I_{zMIN})}{I_{zMIN}+I_{smax}}-R_i \qquad (1.5a)$$

şi

$$R_{LMIN}=\frac{E_{0max}-U_{zm}-r_z\,(I_{zMAX}-I_z)}{I_{zMAX}+I_{smin}}-R_i. \qquad (1.6a)$$

Pentru ca problema să aibă soluţie, în ambele cazuri trebuie să rezulte

$$R_{LMAX}\geqslant R_{LMIN}. \qquad (1.7)$$

Dacă această condiţie nu este îndeplinită rezultă că dioda Zener adoptată nu are curentul maxim suficient de mare pentru aplicaţia rezolvată şi trebuie adoptată o diodă cu aceeaşi tensiune U_z, dar cu curent I_{zMAX} mai mare (cu putere disipată P_{dMAX} imediat superioară).

e) Dacă este îndeplinită condiţia 1.7 şi cele două rezistenţe rezultă aproximativ egale, atunci se va adopta R_L cu toleranţa t foarte redusă (1%), de valoarea normalizată cea mai apropiată, în cazul producţiei de serie a circuitului sau se va selecta chiar rezistenţa de valoarea rezultată în calcule, în cazul realizării unor unicate.

Dacă rezistenţele R_{LMAX} şi R_{LMIN} sînt uşor depărtate se va căuta rezistenţa normalizată cu toleranţa t potrivită, care întot-

deauna va avea valoarea cuprinsă între cele două limite. Dacă cele două limite rezultă distanţate sensibil între ele, se recomandă adoptarea rezistenţei R_L normalizate cît mai apropiată de R_{LMAX} (fără a depăşi pe aceasta prin toleranţa pozitivă), cînd performanţa principală a stabilizatorului – coeficientul de stabilizare – este optim, iar curentul prin dioda Zener este cuprins într-un domeniu mai apropiat de I_{zMIN} (putere disipată mai mică pe diodă).

f) Se calculează performanţele stabilizatorului:

– coeficientul de stabilizare minim

$$S_{min} = \left.\frac{\Delta E_0}{\Delta U_z}\right|_{I_s=const} \cong \frac{(R_{Lmin}+R_i)+r_z}{r_z}, \tag{1.8}$$

cu

$$R_{Lmin} = \left(1 - \frac{t}{100}\right) R_L; \tag{1.9}$$

– rezistenţa de ieşire

$$R_{ieş} = \left.\frac{\Delta U_z}{\Delta I_s}\right|_{E_0=const} \cong r_z \parallel (R_L + R_i) = r_z. \tag{1.10}$$

g) Se determină variaţia totală maximă de tensiune produsă de variaţia tensiunii de alimentare şi a curentului de sarcină [15]:

$$\Delta U_{zmax} = \frac{E_{0max} - E_{0min}}{S_{min}} + R_{ieş}(I_{smax} - I_{smin}), \tag{1.11}$$

care trebuie să fie mai mică decît aceea impusă în datele iniţiale ale proiectului. În caz contrar se va impune fie selectarea diodelor Zener cu rezistenţă dinamică r_z mai mică, fie adoptarea unei diode Zener cu putere disipată mai mare – care prezintă rezistenţă dinamică mai mică –, dar care consumă un curent mai mare de la sursa de alimentare (nu este o soluţie economică).

h) În scopul stabilirii tensiunii mijlocii pe sarcină se determină una din limitele curentului prin dioda Zener, de exemplu I_{zmin}, în lipsa dispersiei tensiunii U_z

$$I_{zmin} = \frac{\dfrac{E_{0min}}{R_{max}} - \dfrac{U_z - I_z r_z}{R_{ech}}}{1 + \dfrac{r_z}{R_{ech}}}, \tag{1.12}$$

în care:

$$R_{max} = \left(1 + \frac{t}{100}\right) R_L + R_i, \tag{1.13}$$

cu t=toleranța rezistenței de limitare adoptată, în procente; și

$$R_{ech} = R_{max} \| R_{smin}. \quad (1.14)$$

i) Se determină tensiunea pe diodă fără dispersie la curentul I_{zmin}

$$U_{zmin} = U_z - r_z (I_z - I_{zmin}). \quad (1.15)$$

j) Se calculează tensiunea mijlocie pe sarcină fără considerarea dispersiei

$$U_{zmed} = U_{zmin} + \frac{\Delta U_{zmax}}{2}. \quad (1.16)$$

Aceasta fiind și tensiunea mijlocie pe sarcină, se va compara cu valoarea U_s dată inițial luîndu-se o decizie asupra acceptării ei. O oarecare creștere a tensiunii U_{zmed} se mai poate obține numai dacă a rezultat R_{Lmax} sensibil mai mare decît R_{Lmin} și s-a adoptat R_L apropiat de R_{Lmax}. În acest caz se revine și se adoptă R_L mai apropiat de R_{Lmin}.

k) Se determină extremele tensiunii U_s cu considerarea dispersiei și a variației. Dispersia posibilă a tensiunii U_{zmed} este aceeași cu dispersia tensiunii U_z dată în catalog (dacă dioda nu se selectează). Deci, tensiunea la ieșirea stabilizatorului poate fi cuprinsă între valorile

$$U_{zmin} - (U_z - U_{zm}) \leqslant U_s \leqslant U_{zmed} + (U_{zM} - U_z) + \frac{\Delta U_{zmax}}{2}, \quad (1.17)$$

care include atît efectul dispersiei cît și variația datorată modificării tensiunii E_0 și curentului de sarcină I_s.

Este posibil, de asemenea, să se includă simplu în extremele tensiunii U_s și efectul variației temperaturii mediului față de temperatura normală asupra tensiunii U_{zmed}.

l) Se verifică dacă stabilizatorul poate funcționa în gol în cazul unei date inițiale $I_{smin} \neq 0$.

Pentru aceasta trebuie îndeplinită condiția

$$I_{zmax0} = \frac{E_{0max} - U_{zm} + r_z I_z}{R_{min} + r_z} < I_{zMAX}, \quad (1.18)$$

cu:

$$R_{min} = R_{Lmin} + R_i. \quad (1.19)$$

m) Se stabilește puterea nominală a rezistenței R_L

$$P_{RLn} > P_{RLmax} = \left(\frac{E_{0max} - U_{zmin} + U_z - U_{zm}}{R_{Lmin} + R_i}\right)^2 R_{Lmin}. \quad (1.20)$$

ținînd cont și de temperatura maximă a mediului.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va dimensiona un stabilizator de tensiune cu diodă Zener care furnizează o tensiune $U_s=6$ V, cu dispersia conform catalogului, pentru o sarcină ce se poate considera rezistivă avînd $I_{smin}=10$ mA, $I_{smax}=80$ mA. Tensiunea de alimentare se obține de la un redresor ce prezintă o caracteristică externă nominală ca în fig. 1.2 ($R_i=R_{ir}=\Delta u_r/\Delta i_r=3$ V/0,15 A$=20\ \Omega$).

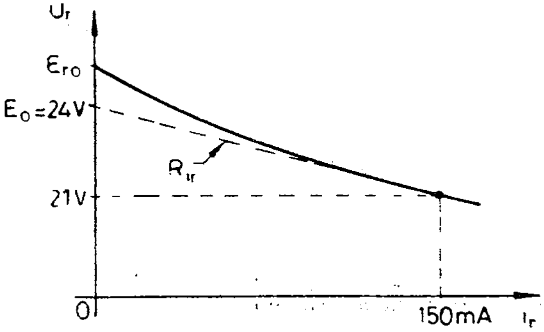


Fig. 1.2. Caracteristica externă a redresorului.

Tensiunea rețelei, deci și tensiunea E_0, prezintă variații de $\pm 7\%$. Variația totală a tensiunii pe sarcină (exclusiv dispersia) este $\Delta U_{smax}=0{,}3$ V. Circuitul este destinat unui aparat produs în serie mare, care va lucra la temperatura obișnuită a mediului.

Se adoptă provizoriu o diodă stabilizatoare de tip PL6V2Z avînd $I_{zMAX}=150$ mA, $U_{zm}=5{,}8$ și $U_{zM}=6{,}6$ V. Se calculează

$$I_{zMIN}=0{,}15\ I_{zMAX}=22{,}5 \text{ mA}.$$

Se determină limitele tensiunii în gol a sursei:

$$E_{0max}=1{,}07\ E_0=1{,}07\cdot 24 \cong 25{,}7 \text{ V}$$

$$E_{0min}=0{,}93\ E_0=0{,}93\cdot 24 \cong 22{,}3 \text{ V}.$$

Se verifică îndeplinirea condiției 1.1:

$$\frac{E_{0max}-U_{zm}}{E_{0min}-U_{zM}}(I_{zMIN}+I_{smax})-I_{smin}=\frac{25{,}7-5{,}8}{22{,}3-6{,}6}(22{,}5+80)-10=$$

$$=120 \text{ mA} < I_{zMAX}.$$

Deci, dioda corespunde în principiu aplicației date.

Se extrag din catalog [14] (din tabelul anexat) pentru dioda PL6V2Z următoarele date: $U_z=6{,}2$ V la curentul $I_z=100$ mA, $r_z=2\Omega$ și $P_{dMAX}=1$ W.

Limitele rezistenţei de sarcină sînt

$$R_{smin}=\frac{U_s}{I_{smax}}=\frac{6}{0,08}=75\ \Omega,$$

$$R_{smax}=\frac{U_s}{I_{smin}}=\frac{6}{0,01}=600\ \Omega.$$

Se determină limitele admise pentru rezistenţa R_L

$$R_{LMAX}=\frac{E_{0min}-U_{zM}+r_z(I_z-I_{zMIN})}{I_{zMAX}+\dfrac{U_z-r_z(I_z-I_{zMIN})}{R_{smin}}}-R_i=\frac{22,3-6,6+2\ (0,1-0,0225)}{0,0225+\dfrac{6,6-2\ (0,1-0,0225)}{75}}-$$

$$-20=126\ \Omega,$$

$$R_{LMIN}=\frac{E_{0max}-U_{zm}-r_z(I_{zMAX}-I_z)}{I_{zMIN}+\dfrac{U_{zm}+r_z(I_{zMAX}-I_z)}{R_{smax}}}-R_i=\frac{25,7-5,8-2\ (0,15-0,1)}{0,15+\dfrac{5,8+2\ (0,15-0,1)}{600}}-$$

$$-20\cong 104\ \Omega.$$

Deoarece $R_{LMAX} > R_{LMIN}$, problema are soluţie.

Se va adopta rezistenţa normalizată

$$R_L=120\ \Omega\pm 5\%,$$

a cărei limită superioară este

$$R_{Lmax}=\left(1+\frac{t}{100}\right)R_L=(1+0,05)\ 120=126\ \Omega=R_{LMAX}.$$

S-ar fi putut utiliza, de asemenea, o rezistenţă $R_L=110\ \Omega+5\%$, dar stabilizarea ar fi rezultat mai slabă.

Valoarea minimă a rezistenţei de limitare este

$$R_{Lmin}=\left(1-\frac{t}{100}\right)R_L=(1-0,05)\ 120=114\ \Omega.$$

Performanţele stabilizatorului sînt

$$S_{min}=\frac{R_{Lmin}+R_i+r_z}{r_z}=\frac{114+20+2}{2}=68,$$

ceea ce reprezintă o valoare foarte bună pentru un stabilizator cu diodă Zener şi $R_{ies}\cong r_z=2\Omega$.

Se determină variaţia totală maximă a tensiunii pe sarcină (exclusiv dispersia)

$$\Delta U_{zmax}=\frac{E_{0max}-E_{0min}}{S_{min}}+R_{ies}(I_{smax}-I_{smin})=\frac{25,7-22,3}{68}+$$

$$+2\ (0,08-0,01)=0,19\ \text{V} < 0,3\ \text{V impusă.}$$

Se calculează rezistențele

$$R_{max}=R_{Lmax}+R_i=126+20=146\ \Omega,$$

şi

$$R_{ech}=R_{max} \parallel R_{smin}=146 \parallel 75=49,5\ \Omega.$$

Curentul minim prin diodă în lipsa dispersiei este

$$I_{zmin}=\frac{\dfrac{E_{0min}}{R_{max}}-\dfrac{U_z-I_zr_z}{R_{ech}}}{1+\dfrac{r_z}{R_{ech}}}=\frac{\dfrac{22,3}{146}-\dfrac{6,2-0,1\cdot 2}{49,5}}{1+\dfrac{2}{49,5}}=0,0274\ \text{A}.$$

Tensiunea pe diodă, fără dispersie, la acest curent este

$$U_{zmin}=U_z-r_z\ (I_z-I_{zmin})=6,2-2\ (0,1-0,0274) \cong 6,05\ \text{V}.$$

Tensiunea mijlocie pe sarcină, fără dispersie

$$U_{zmed}=U_{zmin}+\frac{\Delta U_{zmax}}{2}=6,05+\frac{0,19}{2}=6,145\ \text{V},$$

care este apropiată de valoarea $U_s=6$ V impusă în enunț și se poate accepta.

Extremele tensiunii de la ieșirea stabilizatorului (pe sarcină) sînt

$$U_{zmin}-(U_z-U_{zm})=6,05-(6,2-5,8)=5,65\ \text{V}$$

şi

$$U_{zmed}+(U_{zM}-U_z)+\frac{\Delta U_{zmax}}{2}=6,145+(6,6-6,2)+\frac{0,19}{2}=6,64\ \text{V}.$$

Se verifică dacă dioda stabilizatoare suportă curentul ce apare cînd stabilizatorul funcționează în gol

$$R_{min}=R_{Lmin}+R_i=114+20=134\ \Omega,$$

$$I_{zmax0}=\frac{E_{0max}-U_{zm}+r_zI_z}{R_{min}+r_z}=\frac{25,7-5,8+ +2\cdot 0,1}{134+2} \cong 148\ \text{mA} < I_{zMAX}.$$

Puterea nominală a rezistenței de limitare R_L trebuie să fie mai mare decît

$$P_{RLmax}=\left(\frac{E_{0max}-U_{zmin}+U_z-U_{zm}}{R_{Lmin}+R_i}\right)^2 R_{Lmin}=\left(\frac{25,7-6,05+6,2-5,8}{114+20}\right)^2\cdot$$

$$\cdot 114 \cong 2,55\ \text{W},$$

şi se va adopta o putere nominală $P_{Rn}=3$ W. Se poate utiliza o rezistență bobinată [10].

PROIECTAREA STABILIZATORULUI ÎN CAZUL ÎN CARE SURSA SE POATE ADOPTA

Este posibil să se stabilească un program de calcule prin care să se adopte dioda stabilizatoare şi să se obţină tensiunea E_0 şi rezistenţa R_L, plecînd de la variaţia totală maximă admisă de tensiune pe sarcină (exclusiv dispersia). Întrucît acest calcul ar ocupa un spaţiu însemnat, el nu va mai fi prezentat. O soluţie care utilizează calculele din cazul anterior constă în adoptarea unei diode cu tensiune potrivită, cu un domeniu de curent $I_{zMAX}-I_{zMIN} > I_{smax}-I_{smin}$ şi determinarea unei tensiuni E_0 care are limitele ce îndeplinesc condiţia 1.1. Rezistenţa internă R_i a sursei se poate adopta din condiţia ca pe aceasta să aibă loc o cădere relativă de tensiune λ=0, 1, ... 0,2 (ca la redresoare)

$$R_i \cong \frac{\lambda}{1+\lambda} \frac{E_{0max}}{I_{zMAX}+I_{smin}} . \qquad (1.21)$$

În continuare calculele se pot desfăşura ca şi în cazul anterior, reluîndu-se cu o creştere a tensiunii E_0 dacă nu se realizează variaţia totală de tensiune impusă sau cu o eventuală reducere a acesteia dacă se obţine o variaţie totală mult mai mare decît cea impusă.

În cazul în care stabilizatorul va fi alimentat de la un redresor, pentru calculul acestuia sînt necesare tensiunea U_{r0} şi curentul I_{r0}. Se folosesc în acest scop relaţiile

$$U_{r0}=\frac{E_0}{1+\lambda} \quad \text{şi} \quad I_{r0}=\frac{\lambda U_{r0}}{R_{ir}} \qquad (1.21')$$

unde λ se determină din relaţia 1.21 utilizînd la numitor curentul $I_{zmax}+I_{smin}$ cînd stabilizatorul nu va funcţiona în mod normal în gol sau I_{zmax0} în caz contrar. Curentul I_{zmax} se poate calcula cu ajutorul relaţiilor de forma 1.12, 1.13, 1.14 – modificate corespunzător.

1.2. PROIECTAREA STABILIZATORULUI CU ELEMENT DE REGLARE SERIE FĂRĂ AMPLIFICATOR DE EROARE

În fig. 1.3 este reprezentat circuitul celui mai simplu stabilizator de tensiune cu element de reglare (tranzistor) serie [2], [12], /5/. El nu conţine amplificator de eroare, iar elementul de reglare

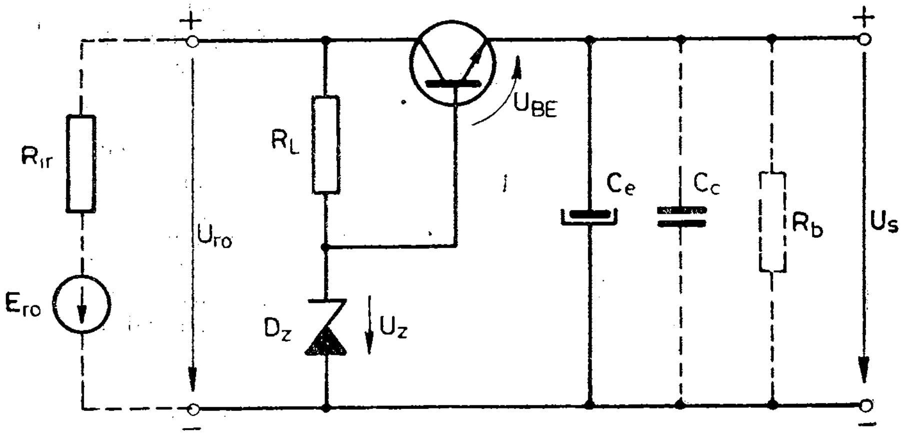


Fig. 1.3. Stabilizator cu element de reglare serie fără amplificator de eroare.

include şi funcţia de detector de eroare. Circuitul se utilizează în special după un redresor sau după acumulatoare şi baterii.

Tranzistorul lucrează în conexiunea colector comun (repetor pe emitor) şi de aceea circuitul prezintă o rezistenţă de ieşire redusă (aceasta fiind una din cerinţele unui stabilizator de tensiune).

În baza relaţiei

$$U_s = U_z - U_{BE}, \tag{1.22}$$

rezultă că tensiunea pe sarcină este aproximativ constantă dacă dioda Zener lucrează ca stabilizator, iar curentul prin baza tranzistorului depăşeşte valoarea corespunzătoare cotului caracteristicii de intrare, după care tensiunea U_{BE} se modifică puţin în funcţie de curentul de bază. Tocmai pentru aceasta, de la circuitul stabilizator trebuie consumat un curent minim I_{EMIN} — corespunzător curentului minim de bază. De aceea, stabilizatoarele care ajung în regim de curent de sarcină redus sau în gol trebuie să includă o rezistenţă de balast R_b care să consume curentul I_{EMIN}.

Acest tip de stabilizator poate furniza numai o tensiune fixă (nereglabilă) care se va modifica puţin, în jurul unei valori medii la variaţia tensiunii de alimentare E_{r0} şi la variaţia curentului de sarcină. Tensiunea U_s va fi deci cu ceva mai mică decît tensiunea pe dioda Zener. În cazul unei producţii de serie, dacă diodele Zener nu se sortează, tensiunea U_s va prezenta o dispersie identică cu aceea a tensiunii U_z.

Dacă tensiunea U_s poate fi adoptată de proiectant, este bine ca ea să se stabilească la o valoare $n\times(6...8)$ V, cu $n=1, 2...$, cînd se folosesc diode Zener cu rezistență dinamică redusă și coeficient de temperatură redus (conectate mai multe în serie pentru $n > 1$).

Variațiile tensiunii de la intrarea circuitului stabilizator sînt preluate de tranzistor (prin tensiunea U_{CE}) în urma unei ușoare modificări a tensiunii U_s – deci a tensiunii U_{BE} (relația 1.22).

Condensatorul C_e are rolul de a reduce rezistența de ieșire a stabilizatorului pentru componente variabile de frecvență mai ridicată (impulsuri) ale curentului de sarcină, în scopul reducerii variațiilor tensiunii de ieșire date de acestea (în special în cazul cînd stabilizatorul alimentează mai multe circuite dintre care unele prelucrează semnale mici). Ţinînd cont de inductanța serie parazită a condensatoarelor electrolitice, pentru ca efectul de mai sus să se extindă și la frecvențe înalte, acestea se șuntează cu un condensator ceramic C_c, cu capacitate de ordinul $(n\times10)...100$ nF (cu valori mai mari pentru variații mari în impuls ale curentului de sarcină).

Efectul de filtrare a pulsațiilor tensiunii redresate U_r realizat de condensatorul C_e este relativ redus. Astfel, rezistența de ieșire a stabilizatorului fiind mică, reactanța condensatorului la frecvența de 100 Hz este de cca 10...20 ori mai mare decît aceasta și practic C_e acționează ca și cum ar fi în paralel cu condensatorul de filtraj din redresor.

Dioda Zener din acest stabilizator, împreună cu rezistența R_L, realizează un stabilizator separat pentru tensiunea de referință U_z, avînd drept curent de sarcină – curentul de bază al tranzistorului. Deoarece tensiunea U_z trebuie să aibă o valoare cît mai puțin variabilă, rezistența R se va adopta cît se poate de mare, deci dioda va funcționa într-o zonă de curent apropiată de curentul ei minim, Este bine ca tranzistorul să aibă amplificare de curet mare pentru a consuma un curent redus în bază și pentru a avea rezistență de ieșire mai redusă.

Acest tip de stabilizator nu este protejat la scurtcircuit pe sarcină, situație în care tranzistorul se defectează instantaneu.

DATE INIŢIALE

Pentru calculul circuitului se pleacă aproximativ de la aceleași date inițiale și condiții impuse ca și la stabilizatorul cu doidă Zener. De obicei însă, în locul tensiunilor de alimentare limită E_{r0min} și E_{r0max}, se dau variațiile relative în procente ale tensiunii E_{r0}

(aceleași cu variațiile tensiunii rețelei). Prin urmare, datele inițiale sînt :

— valoarea medie a tensiunii pe sarcină U_s și precizarea dacă aceasta poate avea dispersia tipică dată în catalog pentru dioda Zener corespunzătoare,

— limitele de variație ale curentului de sarcină cînd aceasta este alimentată la tensiunea $U_s - I_{smin}$, I_{smax} — și precizarea dacă acestea depind de tensiunea pe sarcină,

— variațiile procentuale ale tensiunii de alimentare în gol: $100\,\Delta E_{r0+}/E_{r0}$ și $100\,\Delta E_{r0-}/E_{r0}$,

— variația totală admisă a tensiunii pe sarcină datorată variațiilor tensiunii de alimentare E_{r0} și curentului de sarcină I_s: ΔU_{sMAX}.

PROIECTAREA STABILIZATORULUI

a) Se stabilește pe baza relației 1.22 tensiunea nominală U_z conform catalogului [14] sau tabelului anexat, în cazul cînd dioda nu este selectată cu o anumită tensiune, admițînd pentru U_{BE} o valoare medie de 0,4 V pentru tranzistor de germaniu și 0,75 V pentru tranzistor de siliciu. Dacă se utilizează tensiunea $U_z = 5{,}6...8{,}2$ V, atunci diodele cu $P_{dMAX} = 400$ mW se pot folosi în principiu în surse cu $I_{smax} \leqslant 300...700$ mA (valori mici pentru tranzistoare cu $\beta \cong 50$ iar valori mari pentru tranzistoare cu $\beta \cong 100$), iar diodele cu putere $P_{dMAX} = 1$ W se pot folosi în surse cu $I_{smax} \leqslant 1{,}5...2{,}5$ A.

După adoptarea diodei pe baza considerentelor de mai sus, se extrag din catalog (sau din tabelul anexat) I_{zMAX}, r_z, curentul I_z la care se definește tensiunea U_z („punctul cunoscut") și tensiunile extreme datorate dispersiei de fabricație : U_{zm} și U_{zM}.

Se calculează tensiunea maximă (aproximativă) pe sarcină datorată dispersiei (la curentul I_{smax})

$$U_{sM} = U_{zM} - U_{BEmax}, \tag{1.23}$$

admițînd o valoare $U_{BEmax} = 0{,}4...0{,}5$ V pentru tranzistor de germaniu și $U_{BEmax} = 0{,}8...0{,}9$ V pentru tranzistor de siliciu.

Dacă însă trebuie realizată o tensiune U_s fără dispersie, se trece peste acest punct folosind în locul lui U_{sM} tensiunea U_s impusă și se determină tensiunea diodei Zener din relația 1.22.

b) Se determină tensiunea minimă necesară la intrarea stabilizatorului astfel încît tranzistorul să nu se satureze (nici pentru vîrfurile negative ale pulsaţiilor în cazul cînd U_{r0} este o tensiune redresată) ,

$$U_{r0min}=U_{sM}+U_{CEs}+U_{r1m}+(1\dots1,5)\quad [V], \tag{1.24}$$

în care tensiunea de la limita regiunii de saturaţie U_{CEs} are valorile lui U_{BEmax} de la punctul a, iar amplitudinea pulsaţiilor, u_{r1m}, se adoptă conform indicaţiilor de la proiectarea circuitului redresor (la Date iniţiale). Pentru ca tranzistorul să nu lucreze prea aproape de saturaţie şi pentru a acoperi impreciziile de calcul de la stabilizator şi redresor, s-a introdus o rezervă de 1...1,5 V (mai mare pentru tensiuni U_{r0} mai mari).

c) Se adoptă căderea relativă de tensiune pe rezistenţa internă a redresorului, definită (la proiectarea circuitului redresor)

$$\lambda=\frac{I_{r0}R_{ir}}{U_{r0}} \text{ cu } I_{r0}\cong I_{smax}, \tag{1.25}$$

şi avînd valorile tipice $\lambda=0,1\dots0,2$. Valoarea adoptată aici se va transmite nemodificată şi la calculul redresorului!

d) Se determină valorile nominale şi maxime ale tensiunii de la intrarea stabilizatorului la curentul maxim de sarcină şi ale tensiunii în gol a redresorului

$$U_{r0}=\frac{U_{r0min}}{1-\frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}}(1+\lambda)}, \tag{1.26}$$

$$U_{r0max}=U_{r0}\left[1+\frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}}(1+\lambda)\right], \tag{1.27}$$

şi conform relaţiei 2.9 dedusă în (9)

$$E_{r0}\cong U_{r0}(1+1,5\lambda), \tag{1.28}$$

$$E_{r0max}=E_{r0}\left(1+\frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}}\right), \tag{1.29}$$

$$E_{r0min}=E_{r0}\left(1-\frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}}\right), \tag{1.30}$$

în care rapoartele $\Delta E_{r0-}/E_{r0}$ şi $\Delta E_{r0+}/E_{r0}$ reprezintă scăderea, respectiv creşterea relativă a tensiunii în gol a redresorului, datorate variaţiilor reţelei şi egale cu variaţiile relative ale acesteia. Aceste tensiuni sînt marcate pe caracteristica externă a redresorului (fig. 1.4), care se deplasează în sus şi în jos din cauza reţelei.

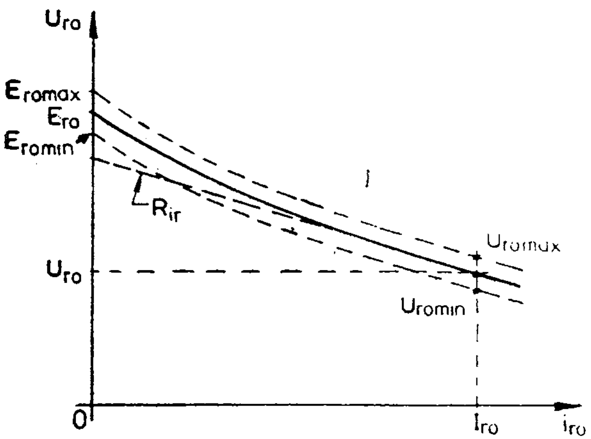


Fig. 1.4. Caracteristica externă a redresorului la variaţia tensiunii reţelei.

e) Se apreciază (în primă aproximaţie) puterea disipată maximă pe tranzistor în vederea adoptării tipului acestuia

$$P'_{dmax} \cong U_{CEM} \cdot I_{smax}, \tag{1.31}$$

în care

$$U_{CEM} = U_{r0max} - U_s. \tag{1.32}$$

Ţinînd cont că la acest tip de sursă tensiunea U_{CE} cea mai mare care apare (cînd stabilizatorul lucrează în gol) este redusă (depăşeşte eventual cu puţin 10 V), nu este cazul calculării acesteia, deoarece orice tranzistor obişnuit o poate suporta fără riscuri.

Se adoptă deci un tranzistor de joasă frecvenţă care să prezinte limitele

$$I_{CMAX} > I_{smax},$$

$$P_{dMAX} > P'_{dmax},$$

unde P_{dMAX} este, după caz, puterea disipată maximă fără radiator sau puterea disipată maximă ce se poate obţine în mod normal cu radiator, în condiţiile răcirii naturale (în general mai mică decît 0,35...0,4 P_{tot} – unde P_{tot} sau $P_{dMAX\infty}$ reprezintă puterea disipată maximă „cu radiator infinit" – introdusă la Calculul radiatorului).

f) Pentru tranzistorul adoptat se vor extrage din catalog (sau din anexe) caracteristica de intrare (fig. 1.5) şi curba $\beta = f(i_C)$, (fig. 1.6).

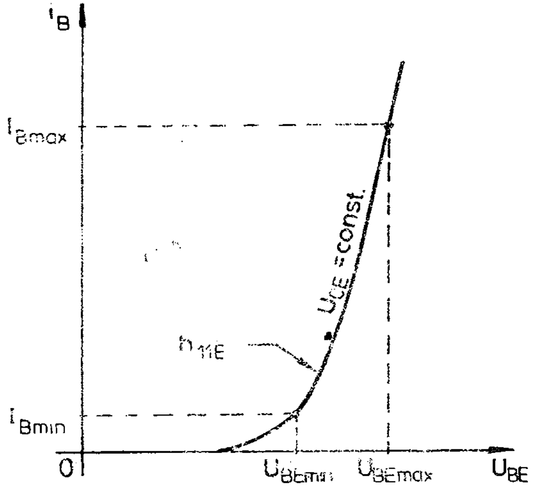


Fig. 1.5. Caracteristica de intrare a tranzistorului.

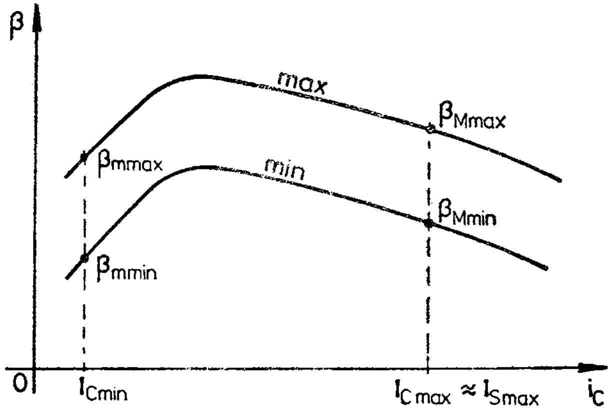


Fig. 1.6. Factorul de amplificare al tranzistorului în funcție de curentul de colector.

Dispersia caracteristicii de intrare a tranzistorului nu este atît de importantă și se poate folosi o caracteristică tipică. Dacă tranzistorul nu se selectează, atunci trebuie ținut cont de dispersia factorului de amplificare static – β (fig. 1.6). Dacă tranzistorul se selectează, atunci trebuie măsurat factorul β la un curent oarecare și în funcție de acesta se poate trasa aproximativ curba $\beta = f(i_C)$, cu forma din fig. 1.6. Ridicarea întregii curbe din fig. 1.6 este în

general posibilă chiar fără montarea tranzistorului pe radiator, dacă se fixează U_{CE} cu o sursă stabilizată reglabilă la 1...2 V, astfel încît să nu se depășească P_{dMAX0} a tranzistorului (putere disipată maximă fără radiator — vezi Calculul radiatorului).

g) Se stabilește dacă este necesară rezistența de balast R_b. Aceasta se va folosi dacă

$$I_{smin} < I_{Emin} \cong \beta_{mmax} I_{BMIN}. \quad (1.33)$$

Se apreciază curentul pe care trebuie să îl consume rezistența R_b

$$I_{Rbmin} = I_{Emin} - I_{smin} \cong \beta_{mmax} I_{BMIN} - I_{smin}, \quad (1.34)$$

sau cu β_m în lipsa dispersiei factorului de amplificare al tranzistorului. Se calculează apoi

$$R_b = \frac{U_{sm}}{I_{Rbmin}}, \quad (1.35)$$

unde

$$U_{sm} = U_{zm} - U_{BEmin}, \quad (1.3$$

dacă dioda Zener nu se selectează sau cu $U_{sm} = U_s$ în caz contrar. U_{BEmin} se citește pe caracteristica de intrare a tranzistorului (fig. 1.5) la curentul I_{EMIN}. admis pentru a se evita funcționarea acestuia sub cotul caracteristicii de intrare, unde tensiunea U_{BE} (deci U_s) depinde mai mult de curent.

h) Se calculează puterea disipată maximă pe tranzistor

$$P_{dmax} = U_{CEM} (I_{smax} + I_{Rbmin}). \quad (1.37)$$

Se verifică dacă este necesar radiator și se dimensionează conform modelului prezentat la paragraful „Calculul radiatorului" din acest capitol.

i) Se apreciază acum curenții maximi de emitor și de bază ai tranzistorului după caz :

— dacă nu intervine dispersia diodei Zener

$$I_{Emax} = I_{smax} + \frac{U_s}{R_b}; \quad (1.38\ a)$$

— dacă intervine dispersia diodei Zener și I_{smax} este dependent de U_s

$$I_{Emax} \cong \frac{U_{sM}}{U_s} I_{smax} + \frac{U_{sM}}{R_b}; \quad (1.38\ b)$$

— dacă intervine dispersia diodei Zener şi I_{smax} este independent de U_s

$$I_{Emax}=I_{smax}+\frac{U_{sM}}{R_b},\qquad (1.38\ c)$$

iar

$$I_{Bmax}=\frac{I_{Emax}}{\beta_{Mmin}+1}.\qquad (1.39)$$

j) Se determină rezistenţa de limitare R_L care asigură curentul minim necesar prin dioda Zener în cazul cel mai defavorabil (tensiune de alimentare minimă) ,

$$R_L=\frac{U_{r0min}-U_{zM}}{I_{zMIN}+I_{Bmax}},\qquad (1.40)$$

cu U_z în loc de U_{zM} în cazul cînd nu intervine dispersia şi cu

$$I_{zMIN}=(0,1\ldots0,15)\ I_{zMAX}.\qquad (1.41)$$

Se va adopta pentru R_L o valoare normalizată cu toleranţă cît mai redusă ($\leqslant$ 2,5%).

k) Se determină cu aproximaţie rezistenţa internă a redresorului cu relaţia :

$$R_{ir}\cong\frac{\lambda U_{r0}}{I_{Cmax}},\qquad (1.42)$$

cu $I_{Cmax}\cong I_{Emax}$.

l) Se calculează curentul maxim prin dioda Zener în cazul cel mai defavorabil. Întrucît tensiunea maximă la intrarea stabilizatorului se obţine atunci cînd acesta funcţionează în gol (situaţie în care prin tranzistor trece curentul $I_{Cmin}=I_{Emin}$), iar această tensiune este greu de precizat (fiind în zona curbată a caracteristicii externe, fig. 2.4, a cărei ecuaţie se poate cunoaşte abia după proiectarea redresorului), se utilizează reprezentarea redresorului prin sursa E_{r0} şi rezistenţa R_{ir}, ceea ce nu este exact dar acoperitor (asigură şi o rezervă a curentului diodei Zener). Astfel

$$I_{zmax}<\frac{E_{r0max}-R_{ir}I_{Cmin}-U_{zm}+r_zI_z}{R_{ir}+R_L+r_z},\qquad (1.43)$$

cu

$$I_{Cmin}\cong I_{Emin}.$$

Se verifică dacă dioda stabilizatoare adoptată îndeplineşte condiţia

$$I_{zMAX}\geqslant I_{zmax}.$$

În caz contrar trebuie utilizată o diodă Zener cu I_{zMAX} (P_{dMAX}) mai ridicat şi trebuie reluat calculul de la punctul j.

m) Se estimează performanţele stabilizatorului la variaţii mari, conform (5):

— coeficientul de stabilizare

$$S = \left.\frac{\Delta E_0}{\Delta U_z}\right|_{I_s = const} \cong \frac{R_L + R_{ir} + r_z}{r_z}; \qquad (1.44)$$

— rezistenţa de ieşire în cazul cel mai defavorabil

$$R_{ie\c{s}max} = \left.\frac{\Delta U_s}{\Delta I_s}\right|_{Er0 = const} \simeq \frac{h_{11E} + r_z}{h_{21Emin}} + \frac{R_{ir} r_z}{R_L}, \qquad (1.45)$$

în care parametrul h_{11E} (pentru variaţii mari) al tranzistorului se poate aproxima prin relaţia (vezi fig. 1.5)

$$h_{11E} \cong \frac{U_{BEmax} - U_{BEmin}}{I_{Bmax} - I_{BMIN}}, \qquad (1.46)$$

cu U_{BEmax} şi U_{BEmin} citite din caracteristica de intrare (fig. 1.5), iar parametrul h_{21E} al tranzistorului se poate aproxima prin relaţia

$$h_{21E_{min}} \cong \frac{I_{Cmax} - \beta_{mmin} I_{BMIN}}{I_{Bmax} - I_{BMIN}}. \qquad (1.47)$$

n) Se determină variaţia totală maximă de tensiune de la ieşirea stabilizatorului produsă de variaţia tensiunii reţelei şi a curentului de sarcină

$$\Delta U_{smax} = \frac{E_{r0max} - E_{r0min}}{S} + R_{ie\c{s}max}(I_{smax} - I_{smin}). \qquad (1.48)$$

Această variaţie trebuie să fie mai mică sau egală cu cea impusă în enunţul proiectului. În caz contrar se va impune fie selectarea tranzistoarelor cu factor β mai ridicat, fie selectarea diodei Zener cu rezistenţă dinamică mai mică. Adoptarea unei diode Zener cu putere disipată mai mare — care prezintă r_z mai mică — nu este întotdeauna o soluţie potrivită pentru că aceasta, prin curentul I_{zMIN} mai mare, conduce la o rezistenţă R_L mai mică ceea ce face să nu crească prea mult coeficientul de stabilizare (relaţia 1.44) şi să se consume curent mai mare de la redresor (soluţie neeconomică).

o) Se determină tensiunea mijlocie pe sarcină fără considerarea dispersiei

$$U_{smed} \cong U_z - r_z (I_z - I_{zMIN}) - U_{BEmax} + \frac{\Delta U_{smax}}{2}, \qquad (1.49)$$

care se compară cu valoarea U_s dată inițial luîndu-se decizia asupra acceptării ei. În cazul neacceptării tensiunii U_{smed} este necesară selectarea diodei Zener cu tensiunea U_z potrivită.

p) Se determină extremele tensiunii U_s în cazul considerării dispersiei tensiunii U_z, a variațiilor tensiunii E_0 și curentului I_s

$$U_{smin}=U_{smed}-\frac{\Delta U_{smax}}{2}-(U_z-U_{zm}), \qquad (1.50)$$

$$U_{smax}=U_{smed}+\frac{\Delta U_{smax}}{2}+(U_{zM}-U_z). \qquad (1.51)$$

În cazul cînd nu intervine dispersia, în aceste relații se suprimă termenii din paranteză.

r) Dacă pentru calculul redresorului este necesar să se cunoască mai exact valoarea maximă a curentului redresorului, I_{r0}, la tensiunea nominală U_{r0}, se stabilesc mai întîi curentul și tensiunea diodei Zener

$$I_{z0}=\frac{U_{r0}-U_{zM}+r_zI_z-R_LI_{Bmax}}{R_L+r_z} \qquad (1.52)$$

și

$$U_{z0}=U_{zM}-r_z(I_z-I_{z0}) \qquad (1.53)$$

(cu U_z în loc de U_{zM} în lipsa dispersiei).

Tensiunea pe sarcină în condițiile de mai sus va fi

$$U_{s0}=U_{z0}-U_{BEmax}. \qquad (1.54)$$

s) Curentul maxim al redresorului va fi după caz:

— dacă nu intervine dispersia diodei Zener

$$I_{r0}=I_{smax}+\frac{U_s}{R_b}+I_{z0}\ ; \qquad (1.55\ a)$$

— dacă intervine dispersia diodei Zener și curentul I_{smax} este dependent de U_s

$$I_{r0}=\frac{U_{s0}}{U_s}I_{smax}+\frac{U_{s0}}{R_b}+I_{z0}\ ; \qquad (1.55\ b)$$

— dacă intervine dispersia diodei Zener și curentul I_{smax} este independent de U_s

$$I_{r0}=I_{smax}+\frac{U_{s0}}{R_b}+I_{z0}. \qquad (1.55\,c)$$

t) Se apreciază capacitatea condensatorului C_e care trebuie să asigure o reactanță mai mică decît $R_{ieşmax}$ pentru componente variabile de frecvență ridicată (la frecvențe mari rezistența de ieșire a stabilizatorului se îmbunătățește)

$$C_e \gg \frac{1}{2\pi f R_{ieşmax}}. \qquad (1.56)$$

Pentru frecvențe sub 5 kHz rezultă însă capacități de valori exagerate care nu se utilizează în general în astfel de circuite. Se limitează în mod obișnuit valoarea acestui condensator la

$$\underset{[\mu F]}{C_e} \leqslant (500\ldots1\,000)\, \underset{[A]}{I_{smax}}. \qquad (1.57)$$

Tensiunea nominală a condensatorului C_e trebuie să depășească valoarea U_{sM}, dar este indicat să depășească și valoarea U_{r0max} pentru ca acesta să poată suporta tensiunea de ieșire ce apare la defectarea tranzistorului T.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un stabilizator fără amplificator de eroare cu tranzistor de siliciu, pentru o tensiune $U_s=6$ V cu dispersia tipică diodei Zener utilizate, cu limitele curentului de sarcină la tensiunea $U_s=6$ V : $I_{smin}=0$, $I_{smax}=300$ mA, ultima dependentă proporțional de tensiunea U_s, cu variația totală admisă a tensiunii pe sarcină : $\Delta U_{sMAX}=0{,}4$ V și destinat unui aparat produs în serie, ce va lucra la temperatura obișnuită a laboratorului. Stabilizatorul este alimentat de la un redresor a cărui tensiune în gol variază cu $\pm 7\,\%$ din cauza rețelei.

Pentru curentul de sarcină dat se poate utiliza în principiu o diodă Zener de 400 mW. Tensiunea nominală a diodei trebuie să fie

$$U_z = U_s + U_{BE} = 6 + 0{,}8 = 6{,}8 \text{ V}.$$

Se adoptă dioda Zener DZ6V8 cu caracteristicile :

$$I_{zMAX}=50 \text{ mA}, \quad U_z=6{,}8 \text{ V — cu o dispersie de } \pm 0{,}4 \text{ V — la } I_z=5 \text{ mA},$$

și $r_z=8\,\Omega$.

Tensiunea maximă (aproximativă) pe sarcină datorată dispersiei va fi

$$U_{sM} \cong U_{zM} - U_{BEmax} = 7{,}2 - 0{,}8 = 6{,}4 \text{ V}.$$

Pulsația tensiunii de la intrarea stabilizatorului se adoptă conform indicațiilor de la calculul redresorului (relația 2.2) : $u_{r1m}=0{,}5$ V. Tensiunea minimă de la intrarea stabilizatorului va fi

$$U_{r0min} = U_{sM} + U_{CEs} + u_{r1m} + 1{,}5 = 6{,}4 + 0{,}8 + 0{,}5 + 1{,}5 = 9{,}2 \text{ V}.$$

Se adoptă căderea relativă pe rezistența internă a stabilizatorului : $\lambda=0{,}15$. Tensiunea nominală de la intrarea stabilizatorului este

$$U_{r0}=\frac{U_{r0min}}{1-\frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}}(1+\lambda)}=\frac{9{,}2}{1-0{,}07(1+0{,}15)}\cong 10\ \text{V}.$$

Tensiunea maximă corespunzătoare acesteia va fi

$$U_{r0max}=U_{r0}\left[1+\frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}}(1+\lambda)\right]=10\ [1+0{,}07\ (1+0{,}15)]=10{,}9\ \text{V}.$$

Tensiunea în gol a redresorului și extremele ei sînt

$$E_{r0}\cong U_{r0}\,(1+1{,}5\,\lambda)=10\,(1+1{,}5\cdot 0{,}15)=12{,}25\ \text{V},$$

$$E_{r0max}=E_{r0}\left(1+\frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}}\right)=12{,}25\ (1+0{,}07)=13{,}1\ \text{V},$$

$$E_{r0min}=E_{r0}\left(1-\frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}}\right)=12{,}25\ (1-0{,}07)=11{,}4\ \text{V}.$$

Pentru adoptarea tranzistorului se calculează

$$U_{CEM}=U_{r0max}-U_s=10{,}9-6=4{,}9\ \text{V},$$

$$P'_{dmax}\cong U_{CEM}I_{smax}=4{,}9\cdot 0{,}3=1{,}47\ \text{W}.$$

Se adoptă tranzistorul de siliciu BD135 care îndeplinește condițiile :

$$I_{CMAX}=1\ \text{A}>I_{smax}=0{,}3\ \text{A},$$

$$P_{dMAXr}\cong 0{,}4P_{dMAX\infty}=0{,}4\cdot 6{,}5=2{,}6\ \text{W}>P'_{dmax}=1{,}47\ \text{W},$$

dacă se utilizează radiator. Radiatorul va fi necesar deoarece

$$P_{dmax}>P_{dMAX0}.$$

Caracteristicile necesare la calcule pentru acest tranzistor sînt date în fig. 1.7 și 1.8. Se stabilește $I_{BMIN}=0{,}4$ mA.

Deoarece $I_{smin}=0$, este necesară o rezistență de balast care să consume curentul :

$$I_{Rbmin}=I_{Emin}-I_{smin}=\beta_{mmax}I_{BMIN}=140\cdot 0{,}4=56\ \text{mA}$$

(aici s-au făcut cîteva aproximări succesive pentru stabilirea lui β și a lui $I_{Cmin}=$ $=I_{Emin}$).

Avînd

$$U_{smin}=U_{zm}-U_{BEmin}=6{,}4-0{,}66=5{,}74\ \text{V}$$

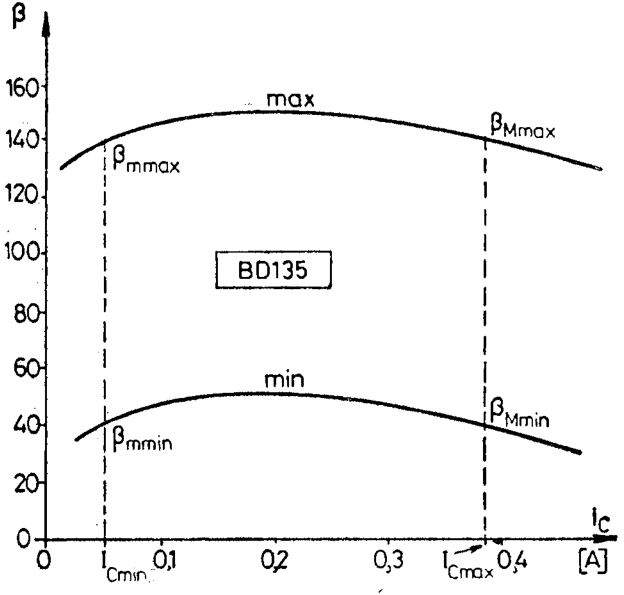


Fig. 1.8. Factorul de amplificare al tranzistorului BD135 în funcţie de curentul de colector.

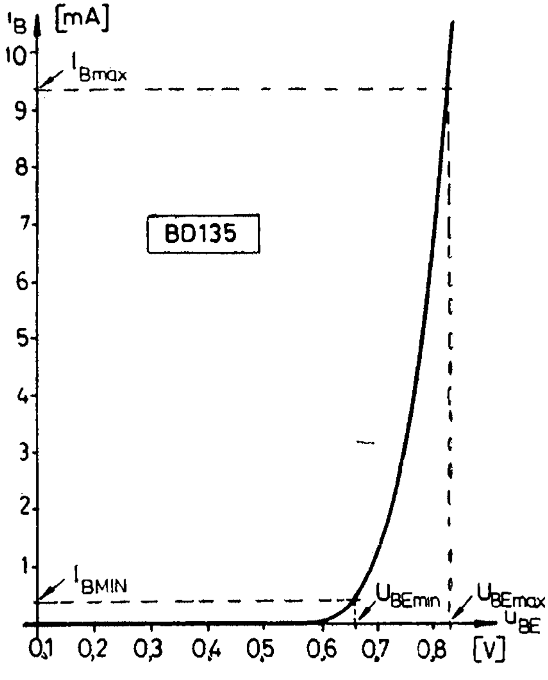


Fig. 1.7. Caracteristica de intrare a tranzistorului BD135.

rezultă rezistența de balast

$$R_b = \frac{U_{sm}}{I_{Rbmin}} = \frac{5,74}{0,056} \cong 102,5\ \Omega.$$

Se adoptă o rezistență normalizată $R_b = 100\ \Omega \pm 5\%$.

Puterea disipată maximă pe tranzistor va fi mai exact

$$P_{dmax} \cong U_{CEM}(I_{smax} + I_{Rbmin}) = 4,9\ (0,3 + 0,056) \cong 1,75\ \mathrm{W}.$$

Întrucît $P_{dmax} < P_{dMAXr} \cong 2,6$ W, se poate trece la calculul radiatorului pentru tranzistor, dar acesta nu se mai prezintă aici.

Curenții maximi de emitor și de bază în cazul în care apare dispersia tensiunii U_z iar I_{smax} depinde de tenisunea U_s sînt

$$I_{Emax} \cong \frac{U_{sM}}{U_s} I_{smax} + \frac{U_{sM}}{R_b} = \frac{6,4}{6} \cdot 0,3 + \frac{6,4}{100} = 0,384\ \mathrm{A},$$

$$I_{Bmax} = \frac{I_{Emax}}{\beta_{Mmin} + 1} = \frac{0,384}{40+1} \cong 0,00936\ \mathrm{A} = 9,36\ \mathrm{mA}.$$

Curentul minim al diodei Zener apreciat cu relația 2.3 poate fi adoptat la limita inferioară — 5 mA —, curent pentru care în catalog sînt prezentate datele diodei.

Rezistența de limitare necesară are valoarea

$$R_L = \frac{U_{r0min} - U_{zM}}{I_{zMIN} + I_{Bmax}} = \frac{9,2 - 7,2}{5 + 9,36} \cong 139\ \Omega.$$

Se adoptă o rezistență normalizată $R_L = 140\ \Omega \pm 2\%$.

Rezistența internă a redresorului va fi cu aproximație

$$R_{ir} \cong \frac{\lambda U_{r0}}{I_{cmax}} = \frac{0,15 \cdot 10}{0,384} \cong 3,9\ \Omega.$$

Curentul maxim prin dioda Zener este

$$I_{zmax} < \frac{E_{r0max} - R_{ir} I_{Cmin} - U_{zm} + r_z I_z}{R_{ir} + R_L + r_z} = \frac{13,1 - 3,9 \cdot 0,056 - 6,4 + 8 \cdot 0,005}{3,9 + 140 + 8} =$$

$$\cong 43\ \mathrm{mA},$$

și deoarece $I_{zmax} < I_{zMAX} = 50$ mA dioda DZ6V8 poate fi folosită în circuitul dat.

Coeficientul de stabilizare al circuitului este

$$S' \cong \frac{R_L + R_{ir} + r_z}{r_z} = \frac{140 + 3,9 + 8}{8} = 19.$$

Parametrii de semnal mare ai tranzistorului sînt

$$h_{11E} \cong \frac{U_{BEmax}-U_{BEmin}}{I_{Bmax}-I_{BMIN}} = \frac{0,82-0,66}{(9,36-0,4)\cdot 10^{-3}} \cong 17,7\ \Omega,$$

$$h_{21Emin} \cong \frac{I_{cmax}-\beta_{mmin}I_{BMIN}}{I_{Bmax}-I_{BMIN}} = \frac{3,84-40\cdot 0,4}{9,34-0,4} = 41.$$

Rezistența de ieșire în cazul cel mai defavorabil este

$$R_{ieșmax} \cong \frac{h_{11E}+r_z}{h_{21Emin}} + \frac{R_{ir}r_z}{R_L} = \frac{17,7+8}{41} + \frac{3,9\cdot 8}{140} = 0,85\ \Omega.$$

Variația totală maximă de tensiune la ieșirea stabilizatorului va fi

$$\Delta U_{smax} = \frac{E_{r0max}-E_{r0min}}{S} + R_{ieșm}(I_{smax}-I_{smin}) = \frac{13,1-11,4}{19} +$$

$$+0,85\cdot 0,3 = 0,345\ \text{V},$$

care este mai mică decît valoarea impusă în enunț.

Tensiunea medie pe sarcină fără considerarea dispersiei este

$$U_{smed} \cong U_z - r_z(I_z - I_{zMIN}) - U_{BEmax} + \frac{\Delta U_{smax}}{2} =$$

$$= 6,8-8(5\cdot 10^{-3}-5\cdot 10^{-3})-0,83+\frac{0,345}{2} = 6,14\ \text{V},$$

care este apropiată de tensiunea $U_s = 6$ V impusă și poate fi acceptată.

Limitele tensiunii pe sarcină considerînd dispersia sînt

$$U_{smin} = U_{smed} - \frac{\Delta U_{smax}}{2} - (U_z - U_{zm}) = 6,14 - \frac{0,345}{2} - (6,8-6,4) = 5,57\ \text{V},$$

$$U_{smax} = U_{smed} + \frac{\Delta U_{smax}}{2} - (U_{zM} - U_z) = 6,14 + \frac{0,345}{2} + (7,2-6,8) = 6,71\ \text{V}.$$

Curentul și tensiunea diodei Zener la tensiunea nominală de alimentare a stabilizatorului în prezența dispersiei sînt

$$I_{z0} = \frac{U_{r0}-U_{zM}+r_zI_z-R_LI_{Bmax}}{R_L+r_z} =$$

$$= \frac{10-7,2+8\cdot 0,005-140\cdot 0,00936}{140+8} = 0,0103\ \text{A},$$

$$U_{z0} = U_{zM} - r_z(I_z - I_{z0}) = 7,2-8(0,005-0,0103) \cong 7,24\ \text{V}.$$

Tensiunea pe sarcină în această situație este

$$U_{s0} = U_{z0} - U_{BEmax} = 7,24-0,83 = 6,41\ \text{V},$$

iar curentul maxim consumat de la redresor în condițiile problemei

$$I_{r0}=\frac{U_{s0}}{U_s}I_{smax}+\frac{U_{s0}}{R_b}+I_{z0}=\frac{6{,}41}{6}\,0{,}3+\frac{6{,}41}{100}+0{,}0103\cong 0{,}395\text{ A}.$$

Condensatorul de la ieșirea stabilizatorului (nefiind impusă în enunț decuplarea pentru o anumită frecvență a unei componente a curentului de sarcină) se adoptă pe baza relației 1.57

$$C_e=500\cdot 0{,}3=150\ \mu\text{F}.$$

Se adoptă o valoare normalizată $C_e=150\ \mu F/16\ V$ (tip ET52•53, [10]).

1.3. PROIECTAREA STABILIZATORULUI DE TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT βA 723

Circuitul integrat β A 723 este utilizat la realizarea stabilizatoarelor de tensiune de putere mică (fără tranzistor de reglare extern) și de putere medie (cu tranzistor de reglare extern) [16], [17], [18], /20/. Necesitatea tranzistorului extern este evidentă pentru cazul cînd trebuie realizat un curent de sarcină $I_{smax} \geqslant 150$ mA (curentul maxim de ieșire al circuitului integrat βA 723 este de 150 mA). În cazul curenților de sarcină mai mici decît acesta, necesitatea tranzistorului extern se stabilește numai după calculul puterii disipate maxime pe circuitul integrat.

În fig. 1.9 se prezintă schema bloc a circuitului iar în fig. 1.10 conexiunile la capsulă. În fig. 1.9 este indicată numerotarea terminalelor pentru ambele tipuri de capsule (în paranteze pentru TO.100).

Circuitul se utilizează ca stabilizator de tensiune pozitivă și stabilizator de tensiune negativă, ambele în regim normal sau în regim flotant (pentru tensiuni mari) [16], [17], [18]. Dintre aplicațiile date în literatura de specialitate pentru circuitul integrat βA 723, cea mai răspîndită în practică este aceea de stabilizator de tensiune pozitivă cuprinsă între 2...33 V. O tensiune de 37 V cît citează cataloagele nu se poate obține practic cu un redresor cu $\lambda \geqslant 0{,}1$ și în condițiile variației tensiunii rețelei. În fig. 1.11, 1.12, și 1.13 se prezintă trei variante de stabilizator de tensiune pozitivă fără tranzistor de reglare extern:

— stabilizator de tensiune cuprinsă între 2...6,8 V (U_{refmin}),

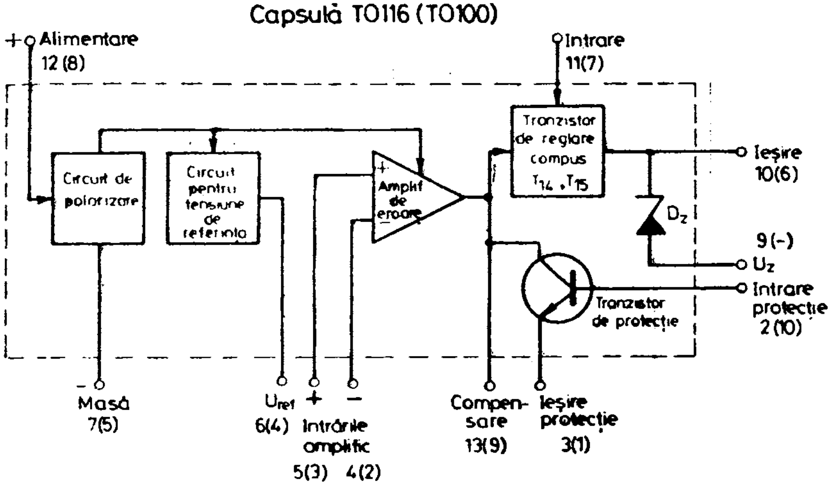


Fig. 1.9. Structura circuitului integrat βA 723.

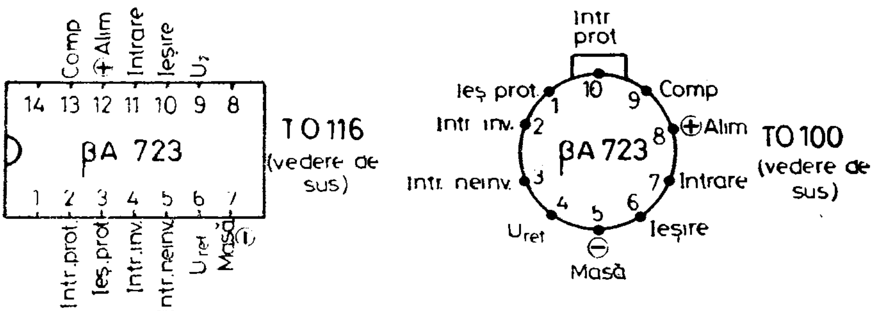


Fig. 1.10. Capsulele circuitului integrat βA 723.

— stabilizator de tensiune cuprinsă între 7,5 (U_{refmax})...33 V,

— stabilizator de tensiune variabilă cuprinsă între 2,2...33 V (cu cele două extreme cuprinse în cele două domenii de mai sus). În cazul particular cînd este necesară o sursă fixă de tensiune cuprinsă între U_{refmin} și U_{refmax} se poate utiliza circuitul din fig. 1.13. Tensiunea de ieșire nu se poate coborî sub 2 V, deoarece amplificatorul nu funcționează normal cu o tensiune mai mică decît 2 V la fiecare din intrări.

Tensiunea de referință, pentru un curent de 1 mA consumat de la ieșirea respectivă, este cuprinsă între 6,8...7,5 V, avînd o valoare tipică de 7,15 V. De această dispersie trebuie ținut cont

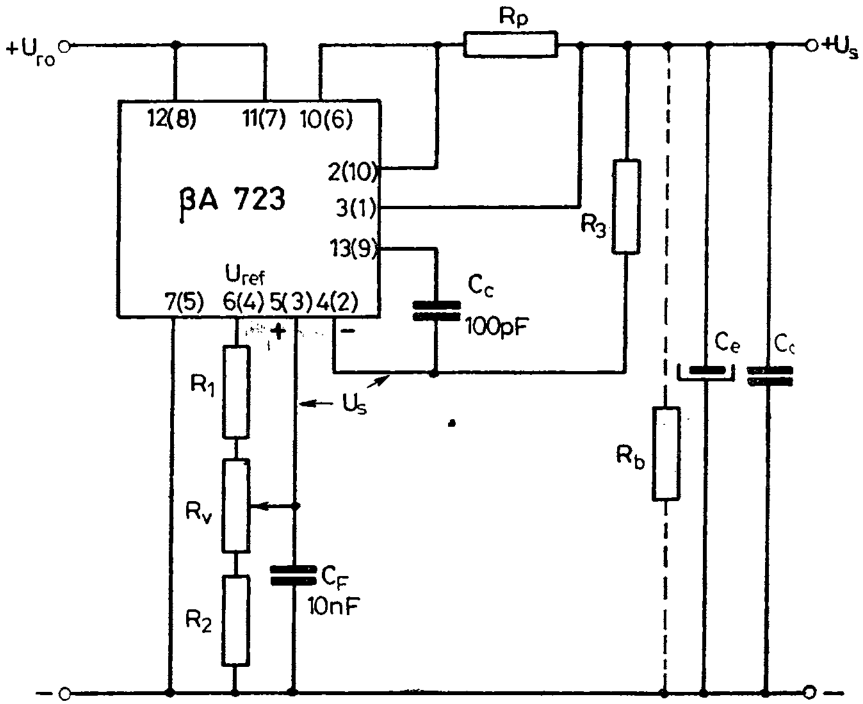


Fig. 1.11. Stabilizator cu circuit βA 723 pentru tensiuni 2 ... 6,8 V.

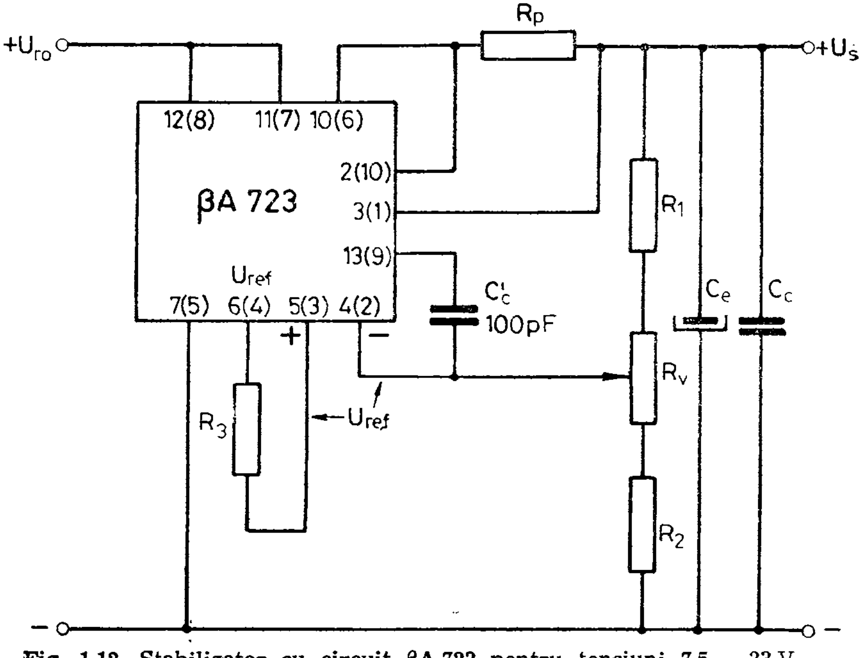


Fig. 1.12. Stabilizator cu circuit βA 723 pentru tensiuni 7,5 ... 33 V.

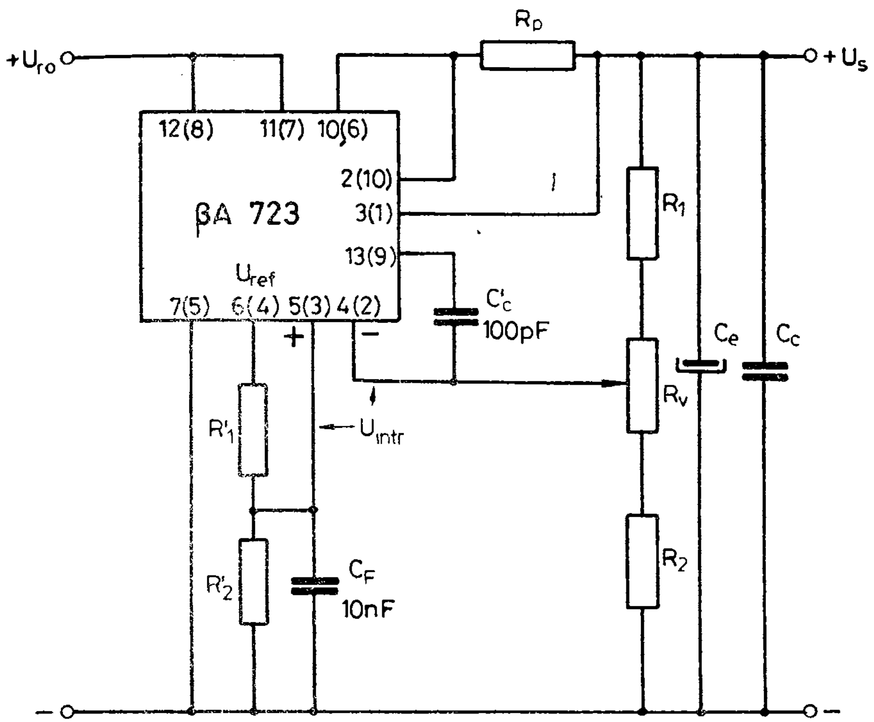


Fig. 1.13. Stabilizator cu circuit βA 723 pentru tensiuni 2,2...33 V.

lia proiectare. În cazul surselor de tensiune fixă, tensiunea de eşire U_s nu rezultă în general de valoarea impusă, fiind necesară fie o ajustare a uneia din rezistenţele divizorului R_1, R_2, fie intercalarea între acestea a unei rezistenţe semireglabile R_v. După ajustarea experimentală este posibilă înlocuirea divizorului cu două rezistenţe fixe (ceea ce la o producţie de serie nu se justifică). În cazul surselor de tensiune variabilă reglabilă) rezistenţa R_v este absolut indispensabilă.

Schema din fig. 1.11 poate furniza o tensiune U_s=2...6,8 V. În acest scop se aplică la intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare o parte din tensiunea de referinţă divizată corespunzător. Condensatorul C_F (de obicei ceramic de 10...100 nF, dar poate fi şi electrolitic, pînă la 5 μF) are rolul de filtraj, reducînd zgomotul ce apare în tensiunea de referinţă U_{ref} şi prin aceasta zgomotul tensiunii stabilizate U_s.

Schema din fig. 1.12 poate furniza o tensiune stabilizată U_s= =7,5...33 V (limita superioară fiind orientativă). În acest scop

tensiunea de referință se aplică direct la intrarea neinversoare iar tensiunea de ieșire, divizată corespunzător, la intrarea inversoare a amplificatorului de eroare.

Pentru a furniza o tensiune variabilă cuprinsă între 2,2...33 V sau fixă cuprinsă între 6,8...7,5 V, schema din fig. 1.13 folosește divizoare de tensiune la ambele intrări ale amplificatorului de eroare. În acest caz tensiunea de referință se divizează astfel încît la intrarea neinversoare să se aplice o tensiune egală sau mai mică decît tensiunea minimă impusă pe sarcină dar nu mai mică decît 2 V (așa cum impune funcționarea normală a amplificatorului). Din cauza dispersiei tensiunii de referință la intrarea neinversoare poate fi o tensiune de 2...2,2 V, ceea ce explică limita inferioară de 2,2 V pentru tensiunea U_s.

În general, divizoarele se realizează cu rezistențe cu peliculă metalică, deoarece cele cu peliculă de carbon se modifică prea mult cu temperatura, conducînd la modificarea tensiunii stabilizate.

Condensatorul C_c' (ceramic, de 100 pF) realizează corecția amplificatorului de eroare eliminînd autooscilația acestuia.

Cu două circuite integrate βA 723 se poate realiza o sursă de tensiune stabilizată cu reglare de la zero [17].

Mărimile limită și caracteristicile importante ale circuitului integrat βA 723 sînt [16]:

— tensiunea maximă de intrare (între +Alim și —Masă): U_{iMAX}=40 V,

— tensiunea maximă între intrare-ieșire (între +Alim. și Ieșire): $U_{CEMAX15}$=40 V,

— tensiunea minimă între intrările amplificatorului și „—" (Masă): +2 V,

— curent maxim de ieșire: I_{0MAX}=150 mA,

— curent maxim de încărcare a ieșirii de referință: I_{refMAX}=15 mA,

— puterea disipată maximă, P_{dMAX25} pentru cele două tipuri de capsule la temperatura mediului de 25 °C: 666 mW (pentru TO-116), 800 mW (pentru TO-100) *,

— rezistența termică joncțiune-mediu ambiant: R_{ja}=150 °C/W (TO-116) și 125 °C/W (TO-100),

* Datele referitoare la P_{dMAX}, t_{jMAX}, R_{ja} nu s-au putut prelua din catalogul [16] deoarece t_{jMAX} nu este dată, iar admițînd t_{jMAX}=125 °C sau 150 °C nu se respectă relația cunoscută referitoare la răcirea unui dispozitiv: $P_{dMAX}R_{ja}=t_{jMAX}-25$.
De asemenea, în catalogul [28] datele pentru același tip de circuit sînt altele și nici acestea nu respectă relația de mai sus.

– temperatura maximă a joncțiunilor: t_{jMAX}=125 °C,

– curent de alimentare fără sarcină: $I_{C0} \leq 4$ mA,

– tensiunea de referință: U_{ref}=6,8...7,5V,

– funcționarea normală în gama de temperatură a mediului: 0...+70 °C.

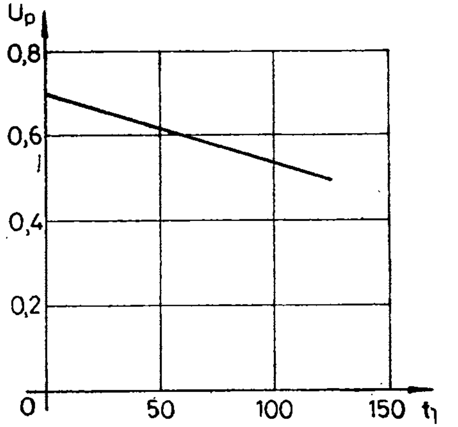


Fig. 1.14. Tensiunea de acționare a protecției în funcție de temperatura joncțiunilor la circuitul βA 723.

Mărimile prin care se apreciază calitatea unui stabilizator de tensiune: coeficientul de stabilizare S și rezistența de ieșire R_{ies} nu sînt date în mod direct în catalog pentru β A 723, precizările referindu-se la cazuri cu totul particulare. Se poate considera că se realizează un coeficient S minim de cîteva sute și o rezistență de ieșire mai mică de 0,2 Ω.

Curba tensiunii de protecție U_p (de deschidere a tranzistorului de protecție) în funcție de temperatura joncțiunilor este dată în fig. 1.14 și trebuie luată în considerare la proiectare. Ea se poate aproxima prin relația

$$U_p=0,7-1,7\cdot10^{-3}t_{jmax}, \qquad (1.58)$$

în care t_{jmax} este temperatura atinsă de joncțiuni la curentul de sarcină la care se face limitarea.

Limitarea curentului se poate face simplu sau cu întoarcere [16], [17], [26]. În fig. 1.11, 1.12 și 1.13 este realizată limitarea simplă, iar în fig. 1.15 – limitarea cu întoarcere. Deoarece în cazul limitării cu întoarcere valoarea curentului la care se face limitarea depinde (pentru rezistențe R_4 și R_5 date) și de tensiunea stabilizată U_s [17], în cazul surselor de tensiune variabilă ar fi necesară fie acceptarea unui curent limitat mai mic la U_{smin} decît la U_{smax}, fie utilizarea unor rezistențe R_4 și R_5 variabile simultan pentru ca limitarea curentului să poată avea loc la aproximativ aceeași valoare și să nu crească curentul de scurtcircuit. Rezistența R_p depinde relativ puțin de tensiunea U_s și, în general, ea nu trebuie să fie modificată în scopul de mai sus. Întrucît modificarea rezistențelor R_4, R_5 complică utilizarea sursei, se preferă reducerea curentului limită la U_{smin} și folosirea unor rezistențe constante.

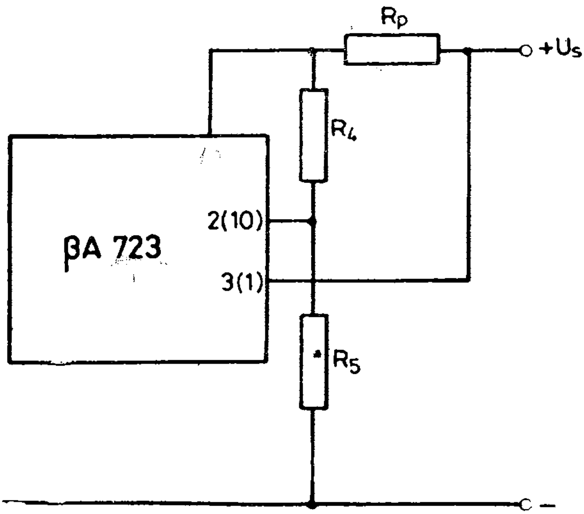


Fig. 1.15. Realizarea limitării de curent cu întoarcere.

Protecţia prin limitare cu întoarcere este necesară în general numai la surse expuse scurtcircuitării cînd limitarea simplă nu este suficientă (puterea disipată pe elementul de reglare creşte în scurtcircuit prin preluarea aproximativ a întregii tensiuni de alimentare).

DATE INIŢIALE

Pentru proiectarea circuitului stabilizator sînt necesare următoarele date iniţiale :

— valorile limită ale tensiunii pe sarcină : U_{smin}, U_{smax} (pentru sursă fixă în locul acestora se dă şi se utilizează U_s),

— valoarea maximă a curentului de sarcină : I_{smax},

— specificarea faptului dacă se pretinde o protecţie prin limitare de curent cu întoarcere în cazul cînd circuitul integrat nu poate suporta puterea disipată de scurtcircuit cu limitare simplă şi dacă se pretinde menţinerea valorii curentului de limitare cu modificarea tensiunii U_s (la surse de tensiune variabilă),

— variaţia procentuală a tensiunii reţelei ce alimentează redresorul : $100\,\Delta E_{r0+}/E_{r0}$ şi $100\,\Delta E_{r0-}/E_{r0}$,

— temperatura maximă a mediului ambiant : t_{amax},

— tipul capsulei circuitului integrat.

a) Se stabileşte varianta de circuit utilizată dintre:
– varianta cu $U_s=2...6{,}8$ V (fig. 1.11),
– varianta cu $U_s=7{,}5...33$ V (fig. 1.12),
– varianta cu $U_s=2{,}2...33$ V (fig. 1.13).

b) Se determină tensiunea minimă necesară la intrarea stabilizatorului:

$$U_{r0min} \cong U_{smax}+U_{CEs}+u_{r1m}+U_{p0}+(0{,}8...1)\ [\mathrm{V}], \qquad (1.59)$$

în care U_{CEs} este tensiunea la limita regiunii de saturaţie a tranzistorului compus în conexiune Darlington, $T_{14}-T_{15}$, din circuitul integrat

$$U_{CEs}=U_{CEs14}+U_{BE15max} \cong 1{,}5\ \mathrm{V}. \qquad (1.60)$$

Amplitudinea pulsaţiilor tensiunii de la intrarea stabilizatorului (tensiune redresată), u_{r1m}, se admite pe baza indicaţiilor de la calculul redresorului (la Date iniţiale). Rezerva de tensiune de 0,8...1 V introdusă în relaţia 1.59 asigură depărtarea de saturaţie a tranzistorului T_{14} (la conexiunea Darlington numai primul tranzistor se poate satura) şi acoperă erorile de calcul şi de realizare de la stabilizator şi redresor.

Tensiunea $U_{p0}=0{,}6$ V reprezintă o valoare acoperitoare a căderii de tensiune pe rezistenţa de protecţie la scurtcircuit R_p în cazul unei limitări simple de curent. Dacă se impune de la început o limitare de curent cu întoarcere sau dacă aceasta se întrevede (U_s sau U_{smax} ridicată, $I_{smax}>50$ mA), atunci în locul tensiunii $U_{p0}=0{,}6$ V se va lua o tensiune $U_{pi0}=0{,}8...1{,}2$ V (rezistenţa R_p va fi mai mare).

Tensiunea U_{r0min} trebuie să fie mai mare decît 9,5 V pentru ca circuitul integrat βA723 să funcţioneze normal. În cazul cînd această condiţie nu este îndeplinită, se va impune direct $U_{r0min}=$ $=9{,}5$ V.

c) Se determină valoarea nominală şi limita superioară a tensiunii de intrare şi a tensiunii în gol a redresorului, cu relaţiile 1.26 – 1.29, admiţîndu-se căderea relativă pe rezistenţa internă a redresorului $-\lambda=0{,}1...0{,}2$. Această mărime odată stabilită aici, se transmite nemodificată şi la calculul redresorului ce alimentează stabilizatorul.

d) Se verifică îndeplinirea condiţiei ca la funcţionarea în gol a stabilizatorului să nu se depăşească tensiunea maximă admisă pe circuitul integrat:

$$E_{r0max} \leqslant U_{iMAX}=40\ \mathrm{V}. \qquad (1.61)$$

Dacă aceasta nu este îndeplinită, circuitul integrat βA 723 nu poate fi utilizat la realizarea stabilizatorului impus în enunţ.

e) Se determină puterea disipată maximă pe capsula circuitului integrat în cazul limitării de curent. Drept curent de acţionare a protecţiei se adoptă o valoare cu 5...10% mai mare decît I_{smax}

$$I_{lim}=(1,05...1,1)\,I_{smax}. \tag{1.62}$$

Cu aceasta :

$$P_{dmax} \cong P_{dmax15}+4\cdot10^{-3}\,U_{r0max}=$$
$$=I_{lim}\,(U_{r0max}-U_{smin}-U_{p0})+4\cdot10^{-3}U_{r0max}, \tag{1.63}$$

(cu U_{pt0} în loc de U_{p0} dacă este cazul). Aici s-au adunat : puterea disipată pe tranzistorul de reglare intern T_{15} (neglijîndu-se puterea disipată pe tranzistorul T_{14} care este de cca β_{15} ori mai mică) şi puterea disipată pe restul circuitului integrat în cazul cel mai defavorabil [16].

f) Se determină puterea disipată maximă admisă de capsulă la temperatura maximă a mediului, ţinînd cont că în catalog [16] se dă puterea disipată maximă admisă la temperatura $t_a=25$ °C, notată aici P_{dMAX25}

$$P_{dMAX}=P_{dMAX25}\,\frac{t_{jMAX}-t_{amax}}{t_{jMAX}-25}=P_{dMAX25}\,\frac{125-t_{amax}}{100}. \tag{1.64}$$

Se verifică îndeplinirea condiţiei

$$P_{dmax}<P_{dMAX}. \tag{1.65}$$

Este bine să nu se accepte o situaţie în care cele două puteri sînt prea apropiate (pentru siguranţă mărită în funcţionare). În cazul cînd condiţia nu este îndeplinită, circuitul integrat βA 723 nu poate fi utilizat fără tranzistor extern la realizarea stabilizatorului.

g) Se calculează puterea disipată pe circuitul integrat cu limitarea de curent simplă în regim de scurtcircuit

$$P_{dscmax} \cong I_{lim}\,(U_{r0max}-U_{p0})+4\cdot10^{-3}U_{r0max} \tag{1.66}$$

Se verifică acum condiţia

$$P_{dscmax} \leqslant P_{dMAX}. \tag{1.67}$$

Dacă şi aceasta este îndeplinită, atunci protecţia cu limitare de curent simplă corespunde şi ca protecţie la scurtcircuit şi nu este necesară o limitare cu întoarcere.

h) Cînd condiţia 1.67 nu este îndeplinită, dacă în enunţ se impune o protecţie prin limitare de curent cu întoarcere, se deter-

mină curentul de scurtcircuit care se poate admite prin circuitul integrat fără a se depăşi puterea disipată maximă admisă

$$I_{sc} \leq \frac{(E'_{r0max}-4\cdot10^{-3}R_{ir}-0{,}5)}{2R_{ir}}-$$

$$-\frac{\sqrt{(E'_{0max}-4\cdot10^{-3}R_{ir}-0{,}5)^2-4R_{ir}(P_{dMAX}-4\cdot10^{-3}E'_{0max})}}{2R_{ir}}\ [A],\ [\Omega]. \quad (1.68)$$

În această relaţie apare o tensiune în gol de calcul /5/

$$E'_{0max}=U_{r0max}(1+\lambda), \quad (1.69)$$

şi rezistenţa internă a redresorului de alimentare

$$R_{ir}=\frac{\Delta U_{r0}}{I_{lim}}. \quad (1.70)$$

În locul tensiunii U_{p0} s-a luat valoarea minimă a tensiunii U_p – 0,5 V.

i) Pentru determinarea exactă a valorii tensiunii U_p la care acţionează protecţia, se apreciază temperatura maximă a plachetei circuitului integrat cu relaţia

$$t_{jmax}=t_{amax}+P_{dmax}R_{ja}, \quad (1.71)$$

în care R_{ja} este rezistenţa termică dintre joncţiuni şi mediul ambiant şi este cunoscută din datele de catalog ale circuitului integrat pentru tipul de capsulă utilizat. Desigur t_{jmax} rezultă mai mică decît t_{jMAX}=125 °C, deoarece nu s-a încărcat circuitul pînă la P_{dMAX}.

Se citeşte din grafic tensiunea de protecţie la temperatura t_{jmax} a joncţiunilor (fig. 1.14) sau se determină această tensiune cu relaţia care aproximează graficul

$$U_p=0{,}7-1{,}7\cdot10^{-3}t_{jmax}\quad [V]. \quad (1.72)$$

j) Se determină valoarea rezistenţei de protecţie la supracurent în cazul unei limitări simple

$$R_p=\frac{U_p}{I_{lim}}. \quad (1.73)$$

Rezistenţa R_p are de obicei valori reduse şi se realizează în formă de rezistenţă bobinată.

k) În cazul unei limitări cu întoarcere R_p se determină cu relaţia

$$R_p=\frac{U_s}{I_{sc}\dfrac{U_s+U_p}{U_{pmin}}-I_{lim}}, \quad (1.74)$$

unde în cazul unei surse de tensiune variabilă se va utiliza tensiunea U_{smax}. Tensiunea $U_{pmin} \cong 0{,}49$ V reprezintă tensiunea de protecție la $t_{jMAX}=125$ °C (în regim de scurtcircuit s-a admis funcționarea la puterea disipată P_{dMAX}).

Se verifică acum căderea de tensiune pe rezistența R_p în cazul unei limitări cu întoarcere (folosind relația 1.73)

$$U_{pi}=R_p I_{lim}, \qquad (1.73')$$

care trebuie să fie suficient de apropiată de valoarea adoptată inițial – U_{p0} (sau U_{pi0}), (se poate admite o diferență de cca 0,2 V).

În cazul cînd U_{pi} este mai mare decît U_{p0} (sau U_{pi0}) cu mai mult de 0,2 V trebuie reluat calculul de la punctul b, impunînd o tensiune $U_{pi0} > U_{pi}$ în loc de U_{p0} (sau U_{pi0} inițial).

În cazul cînd tensiunea U_{pi}, calculată mai sus, rezultă mai mare decît 1,2...1,5 V este indicat să se renunțe la realizarea stabilizatorului fără tranzistor extern, deoarece tenisunea de alimentare se mărește nejustificat.

1) Rezistențele R_4 și R_5 care realizează împreună cu R_p limitarea cu întoarcere se determină din sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} R_4+R_5=\dfrac{U_s+U_{pi}}{I_{dp}} \\ R_4=R_5\left(\dfrac{I_{sc}R_p}{U_{pmin}}-1\right), \end{cases} \qquad (1.75)$$

unde I_{dp} reprezintă curentul prin divizorul de protecție și se poate adopta de cca 1% din I_{smax}. În prima relație din sistemul 1.75 se va lua tensiunea U_{smax} în cazul unei surse de tensiune variabilă.

Pentru ca I_{lim} și I_{sc} să rămînă aproximativ constanți la modificarea tensiunii de la U_{smax} la U_{smin} este necesar ca rezistențele R_4, R_5 să fie modificate simultan de la valorile rezultate mai sus pînă la valorile

$$R_{5min}=\frac{U_{smin}+U_p}{I_{lim}R_p-U_p}R_4 \text{ și } R_{4min}=R_{5min}\frac{R_4}{R_5}, \qquad (1.76)$$

ceea ce este complicat.

În cazul cînd R_4, R_5 se lasă nemodificate, pentru tensiunea U_{smin} curentul I_{sc} nu se modifică iar limitarea are loc la curentul

$$I_{limmin}=\frac{U_{smin}R_4}{R_pR_5}+I_{sc}\frac{U_p}{U_{pmin}}, \qquad (1.77)$$

care uneori este acceptabil nefiind depărtat prea mult de I_{lim}.

m) Calculul divizorului $R_1-R_v-R_2$ se face în mod diferit pentru cele trei variante de stabilizator din fig. 1.11, 1.12, 1.13 și pentru cazurile cînd tensiunea de ieșire este fixă sau reglabilă.

1.a. Tensiunea de ieșire U_s fixă, cuprinsă între 2...6,8 V (fig. 1.11).

În acest caz rezistența R_v are rolul de ajustare a tensiunii de ieșire la valoarea impusă compensînd dispersia tensiunii de referință, imprecizia rezistențelor și căderea pe rezistența R_3.

Curentul prin divizor se adoptă în jur de 1 mA, deoarece dispersia tensiunii U_{ref} este dată în catalog pentru acest curent de încărcare a ieșirii respective. Rezistențele din divizor rezultă prin rezolvarea sistemului:

$$\begin{cases} R_1+R_v+R_2=7{,}15 \text{ (cu } R \text{ [k}\Omega\text{])} \\ \dfrac{0{,}8R_v+R_2}{R_1+0{,}8R_v+R_2}=\dfrac{U_s}{6{,}8} \\ \dfrac{R_2}{R_1+1{,}2R_v+R_2}=\dfrac{U_s}{7{,}5}, \end{cases} \tag{1.78}$$

unde s-a ținut cont și de toleranța rezistenței semireglabile R_v. Dacă $U_s=6{,}8$V se va lua $R_1=0$, iar ecuația a doua din sistem nu se utilizează.

Desigur, prin normalizarea rezistenței semireglabile [10] poate rezulta o valoare a acesteia relativ depărtată de valoarea calculată. Folosind valoarea normalizată pentru R_v se recalculează atunci rezistențele R_1 și R_2 din ultimele două ecuații ale sistemului și se normalizează, adoptîndu-se rezistențe cu toleranță de 2 sau 5%.

1.b. Tensiunea de ieșire U_s variabilă, cu extremele cuprinse între 2...6,8 V (fig. 1.11).

Modificarea tensiunii de ieșire se face cu ajutorul rezistenței variabile R_v. Rezistențele din divizor rezultă (în kΩ) prin rezolvarea sistemului de ecuații 1.78 după ce se înlocuiește U_s cu U_{smax} în ecuația a doua și cu U_{smin} în ecuația a treia. Dacă $U_{smax}=6{,}8$ V, $R_1=0$ și ecuația a doua nu se mai utilizează. Referitor la normalizare se procedează ca la punctul 1.a. Drept rezistență R_v se utilizează în acest caz un potențiometru normal, care permite un număr mare de manipulări [10].

2.a. Tensiunea de ieșire U_s fixă, cuprinsă între 7,5–33 V (fig. 1.12).

Rezistența R_v are același rol ca la punctul 1.a. Se adoptă un curent prin divizor I_d, care să nu încarce mult (suplimentar) elemen-

tul de reglare deci un curent de (1...2%) I_{smax}. Rezistențele divizorului se determină din sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} R_1+R_v+R_2=\dfrac{U_s}{I_d} \\ \dfrac{0{,}8R_v+R_2}{R_1+0{,}8R_v+R_2}=\dfrac{7{,}5}{U_s} \\ \dfrac{R_2}{R_1+1{,}2R_v+R_2}=\dfrac{6{,}8}{U_s}. \end{cases} \quad (1.79)$$

Dacă tensiunea $U_s=7{,}5$ V, rezultă că $R_1=0$ și ecuația a doua a sistemului nu se mai folosește. Normalizarea rezistențelor se face ca la punctul 1.a.

2.b. Tensiunea de ieșire U_s variabilă, cu extremele cuprinse între 7,5...33 V (fig. 1.12).

Modificarea tensiunii U_s se realizează cu ajutorul rezistenței variabile R_v. Calculul rezistențelor se face pe baza ecuațiilor 1.79 înlocuindu-se U_s astfel:

– cu $\dfrac{U_{smin}+U_{smax}}{2}$ în prima ecuație (deci cu U_s medie),

– cu U_{smin} în a doua ecuație,

– cu U_{smax} în a treia ecuație.

Dacă $U_{smin}=7{,}5$ V se ia $R_1=0$ și ecuația a doua nu se mai utilizează. Normalizarea rezistențelor se face ca la punctul 1.a, folosind pentru R_v un potențiometru normal [10].

3. Tensiunea U_s variabilă, cu minimul cuprins între 2,2... 7,5 V și maximul suprins între 6,8...33 V (fig. 1.13).

Se adoptă tensiunea maximă de la intrările amplificatorului de eroare (corespunzătoare tensiunii $U_{refmax}=7{,}5$ V) $U_{intrmax} \leqslant \leqslant U_{smin}$. Egalitatea este aici preferată deoarece se îmbunătățește coeficientul de stabilizare al circuitului (prin creșterea factorului de divizare al divizorului de la ieșirea sursei) /5/ și se elimină eventual rezistența R_1. Tensiunea $U_{intrmin}$ (corespunzătoare tensiunii $U_{refmin}=6{,}8$ V) nu trebuie să coboare sub 2 V, așa cum se impune în datele de catalog ale circuitului integrat. Deoarece această tensiune minimă se realizează cînd tensiunea de referință este și ea minimă ($U_{refmin}=6{,}8$ V), atunci cînd tensiunea de referință este maximă va rezulta o tensiune $U_{intr} \cong 2{,}2$ V. Prin urmare sursa nu poate asigura cert o tensiune $U_s=2$ V decît dacă se introduce o rezistență semivariabilă și în divizorul pentru tensiunea de referință sau se selectează circuitul integrat și se dimensionează ulterior

divizorul $R_1'-R_2'$ (ceea ce nu se poate face în cazul unei producţii de serie).

Se dimensionează mai întîi divizorul $R_1'-R_2'$ astfel încît să se obţină $U_{intrmax}$ adoptat, cînd tensiunea de referinţă este maximă (la un curent de 1 mA)

$$R_2'=U_{intrmax}, \quad (R \text{ în } [k\Omega]) \tag{1.80}$$

$$R_1'=7,5-R\,.$$

Rezultă o tensiune $U_{intrmin}$ datorită dispersiei tensiunii de referinţă

$$U_{intrmin}=U_{intrmax}\frac{6,8}{7,5}=0\ 905\ U_{intrmax}. \tag{1.81}$$

Pentru divizorul de la ieşire se mai impune condiţia de simetrizare a rezistenţelor echivalente de la cele două intrări ale amplificatorului (diferenţial), ceea ce conduce la reducerea derivei acestuia deci la menţinerea în limite mai restrînse a tensiunii stabilizate. Astfel, rezistenţele divizorului se calculează cu ajutorul sistemului de ecuaţii:

$$\begin{cases} \left(R_1+\frac{R_v}{2}\right) \| \left(R_2+\frac{R_v}{2}\right)=R_1' \| R_2' \\ \frac{0,8R_v+R_2}{R_1+0,8R_v+R_2}=\frac{U_{intrmax}}{U_{smin}} \\ \frac{R_2}{R_1+1,2R_v+R_2}=\frac{U_{intrmin}}{U_{smax}}. \end{cases} \tag{1.82}$$

Dacă se adoptă $U_{intrmax}=U_{smin}$, atunci $R_1=0$ şi ecuaţia a doua a sistemului se omite.

Normalizarea rezistenţelor se rezolvă ca la punctul 1.a.

Evitarea rezistenţelor semivariabile la sursele de tensiune U_s fixă este posibilă numai în urma ajustărilor experimentale, ceea ce nu se practică în cazul unei producţii de serie.

Din cauza dispersiei tensiunii de referinţă, la sursele de tensiune U_s variabilă, cele două extreme ale acestei tensiuni se realizează în general înainte ca la rezistenţa R_v să se atingă poziţiile extreme. Situaţia poate fi corectată numai prin ajustarea rezistenţelor fixe din divizor (în cazul unei producţii de serie dacă extremele tensiunii U_s sînt riguros impuse se utilizează rezistenţe semivariabile în locul celor fixe).

n) Se determină rezistența R_3 pentru circuite de tipul dat în fig. 1.11 și 1.12 din condiția reducerii derivei amplificatorului de eroare

$$R_3 = \left(R_1 + \frac{R_v}{2}\right) \| \left(R_2 + \frac{R_v}{2}\right). \qquad (1.83)$$

o) Pentru ca circuitul din fig. 1.11 fără protecție prin întoarcere să asigure tensiunea stabilizată și cînd funcționează în gol sau la curent de sarcină foarte redus, este necesar să se conecteze la ieșire o rezistență de balast R_b care să consume un curent I_b de cca 1% din curentul I_{smax} la tensiunea medie. Se determină deci

$$R_b = \frac{U_{smin} + U_{smax}}{2I_b}. \qquad (1.84)$$

p) Se stabilește valoarea condensatoarelor de la ieșirea stabilizatorului. Condensatorului electrolitic C_e se stabilește cu relația 1.57. Condensatorul ceramic C_c se adoptă de $(n \times 10)...100$ nF, mai mare pentru variații mai mari în impuls ale curentului de sarcină.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un stabilizator cu circuit βA 723 care să furnizeze o tensiune fixă $U_s = 15$ V la un curent de sarcină $I_{smax} = 75$ mA. Variația procentuală a tensiunii rețelei ce alimentează redresorul este: -10%, $+5\%$ iar temperatura maximă a mediului: $t_{amax} = 30$ °C. În cazul în care limitarea simplă nu protejează circuitul integrat la scurtcircuit, se va prevedea o protecție prin limitare cu întoarcere. Sînt disponibile ambele tipuri de capsule.

Sursa fiind de tensiune fixă, trebuie utilizată varianta din fig. 1.12.

Anticipînd că va fi necesară o protecție prin limitare de curent cu întoarcere (curentul de sarcină este relativ mare pentru o sursă fără tranzistor extern, iar tensiunea U_s este de valoare mare, astfel că la scurtcircuit tensiunea pe elementul de reglare va fi mare), se calculează tensiunea minimă redresată

$$U_{r0min} = U_s + U_{CEs} + u_{r1m} + U_{pi0} + 0{,}8 = 15 + 1{,}5 + 0{,}1 + 1{,}2 + 0{,}8 = 18{,}6 \text{ V}.$$

Aici s-a admis amplitudinea pulsațiilor $u_{r1m} = 0{,}1$ V, care se poate obține ușor la un redresor de curent pînă la 100 mA (pulsații vîrf la vîrf de 0,2 V).

Adoptînd o cădere relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului $\lambda = 0{,}1$, rezultă

$$U_{r0} = \frac{U_{r0min}}{1 - \frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}}(1+\lambda)} = \frac{18{,}6}{1 - 0{,}1\,(1+0{,}1)} = 20{,}9 \text{ V},$$

$$U_{r0max}=U_{r0}\left[1+\frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}}(1+\lambda)\right]=20{,}9\,[1+0{,}05\,(1+0{,}1)]\cong 2{,}2\ \text{V},$$

$$E_{r0}=U_{r0}\,(1+1{,}5\,\lambda)=20{,}9\,(1+1{,}5\cdot 0{,}1)=24{,}1\ \text{V},$$

$$E_{r0max}=E_{r0}\left(1+\frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}}\right)=24{,}1\,(1+0{,}05)=25{,}3\ \text{V}.$$

Se constată că circuitul integrat poate fi utilizat, deoarece

$$E_{r0max}=25{,}3\ \text{V}<40\ \text{V},$$

cît suportă circuitul integrat.

Curentul la care se face limitarea se admite

$$I_{lim}=1{,}05 I_{smax}=1{,}05\cdot 75=78{,}8\ \text{mA}.$$

Cu acesta, puterea disipată maximă pe circuitul integrat în regim de limitare va fi (în mW)

$$P_{dmax}=I_{lim}\,(U_{r0max}-U_s-U_{pi0})+4\,U_{r0max}=$$

$$=78{,}8\,(22-15-1{,}2)+4\cdot 22=580\ \text{mW}.$$

Puterea disipată maximă admisă de circuitul integrat pentru capsulă TO-100 (se adoptă capsula cu putere disipată mai mare întrucît integratul va fi solicitat puternic în scurtcircuit) la temperatura mediului t_{amax} va fi

$$P_{dMAX}=P_{dMAX25}\,\frac{125-t_{amax}}{100}=800\,\frac{125-30}{100}=760\ \text{mW}.$$

Se constată îndeplinirea condiției $P_{dmax}<P_{dMAX}$ și nu este necesar tranzistor de reglare extern.

În regim de scurtcircuit însă

$$P_{dscmax}=I_{lim}\,(U_{r0max}-U_{p0})+4\,U_{r0max}=$$

$$=78{,}8\,(22-0{,}6)+4\cdot 22=1\,775\ \text{mW},$$

și deoarece aceasta depășește puterea P_{dMAX} este necesară o protecție prin limitare de curent cu întoarcere pentru ca sursa să poată suporta regimul de scurtcircuit

Tensiunea în gol „de calcul“ a redresorului este

$$E'_{r0max}=U_{r0max}\,(1+\lambda)=22\,(1+0{,}1)=24{,}2\ \text{V},$$

iar rezistența lui internă

$$R_{ir}=\frac{\lambda U_{r0}}{I_{lim}}=\frac{0{,}1\cdot 20{,}9}{0{,}0788}=26{,}5\,\Omega.$$

Curentul de scurtcircuit maxim suportat de circuitul integrat se determină cu relația 1.68 și este

$$I_{sc}=\frac{24,2-4\cdot10^{-3}\cdot26,5-0,5}{2\cdot26,5}-$$

$$-\frac{\sqrt{(24,2-4\cdot10^{-3}\cdot26,5-0,5)^2-4\cdot26,5\,(0,76-4\cdot10^{-3}\cdot24,2)}}{2\cdot26,5}\cong0,03\text{ A}.$$

Temperatura maximă a plachetei circuitului integrat în regim de limitare va fi

$$t_{jmax}=t_{amax}+P_{dmax}R_{ja}=30+0,58\cdot125=102\ ^\circ\text{C}$$

pentru care tensiunea de acționare a protecției

$$U_p=0,7-1,7\cdot10^{-3}\cdot102=0,53\text{ V}.$$

În regim de scurtcircuit s-a permis atingerea puterii disipate maxime admise pe circuitul integrat, deci a temperaturii t_{jMAX} și

$$U_{pmin}=0,7-1,7\cdot10^{-3}\cdot125=0,49\text{ V}.$$

Acum rezistența de protecție va fi

$$R_p=\frac{U_s^*}{I_{sc}\dfrac{U_s+U_p}{U_{pmin}}-I_{lim}}=\frac{15}{0,03\dfrac{15+0,53}{0,49}-0,0788}\cong17,2\ \Omega.$$

Căderea de tensiune pe rezistența R_l în regim de limitare rezultă

$$U_{pi}=I_{lim}R_p=0,0788\cdot17,2=1,35\text{ V}.$$

La începutul calculelor s-a adoptat o tensiune $U_{pi0}=1,2$ V, dar calculele nu vor fi reluate, considerînd că această diferență redusă (0,15 V) poate fi acoperită din rezerva de 0,8 V admisă la calculul tensiunii U_{r0min}.

Se calculează rezistențele R_4 și R_5 din sistemul de mai jos, adoptînd curentu prin divizorul de protecție $I_{dp}=1$ mA

$$\begin{cases}R_4+R_5=\dfrac{U_s+U_p}{I_{dp}}=\dfrac{15+0,53}{1}=15,53\\[2ex] R_4=R_5\left(\dfrac{I_{sc}R_p}{U_{pmin}}-1\right)=R_5\left(\dfrac{230\cdot0,0172}{0,49}-1\right)=0,053R_5.\end{cases}$$

Rezultă $R_4=780\ \Omega$ și $R_5=14,75$ kΩ, care se normalizează la $R_4=787\ \Omega\pm1$ % și $R_5=14,7$ kΩ±1 %.

Se adoptă curentul prin divizorul tensiunii U_s, I_d=1 mA şi se utilizează sistemul de ecuaţii dat la punctul *m*, cazul 2.a

$$\begin{cases} R_1+R_v+R_2=\dfrac{U_s}{I_d}=15\text{ k}\Omega \\ \dfrac{0{,}8R_v+R_2}{R_1+0{,}8R_v+R_2}=\dfrac{7{,}5}{U_s}=\dfrac{7{,}5}{15}=0{,}5 \\ \dfrac{R_2}{R_1+1{,}2R_v+R_2}=\dfrac{6{,}8}{U_s}=\dfrac{6{,}8}{15}=0{,}453. \end{cases}$$

Se obţine întîi valoarea R_v=0,707 kΩ, care trebuia normalizată la R_{vn}=1 kΩ. Cu aceasta rezultă din ulitmele două ecuaţii : R_1=10,5 kΩ şi R_2=9,7 kΩ, care se vor adopta R_1=10,5 kΩ±2 %, R_2=9,76 kΩ±1 %.

Rezistenţa R_3 se adoptă de valoarea

$$R_3=(R_1+0{,}5R_v)\parallel(R_2+0{,}5R_v)=(10{,}5+0{,}5\cdot1)\parallel(9{,}76+0{,}5\cdot1)=5{,}3\text{ k}\Omega,$$

care se normalizează la R_3=5,36 kΩ±1 %.

Condensatorul electrolitic de la ieşire se adoptă de valoarea C_e=47 μF/25 V (tip EG 52·20) iar condensatorul ceramic C_c=47 nF (tip CLY 32.12).

1.4. PROIECTAREA STABILIZATORULUI DE TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT βA 723 ŞI TRANZISTOR EXTERN *npn*

În cazul cînd circuitul integrat βA 723 nu poate asigura curentul de sarcină I_{smax} impus (din cauză că acesta depăşeşte 150 mA sau din cauza puterii disipate), se utilizează un tranzistor extern în elementul de reglare. Întrucît cele trei variante de circuit (fig. 1.11, 1.12, 1.13) rămîn valabile, se prezintă în fig. 1.16 numai modul de conectare la circuitul integrat a tranzistorului extern. Folosind un tranzistor cu factor de amplificare suficient de mare, curentul I_{smax} al stabilizatorului poate atinge şi chiar depăşi 5 A.

Cînd dimensiunea radiatorului pentru tranzistorul extern devine supărătoare, se recomandă folosirea unui element de reglare serie mai complicat — cu două tranzistoare în serie — prezentat şi dimensionat în paragraful următor /5/, /20/.

Pentru înţelegerea calculelor, în cazul cînd se abordează direct cazul de stabilizator cu tranzistor extern, se recomandă studierea paragrafului anterior. O mare parte din punctele de la cal-

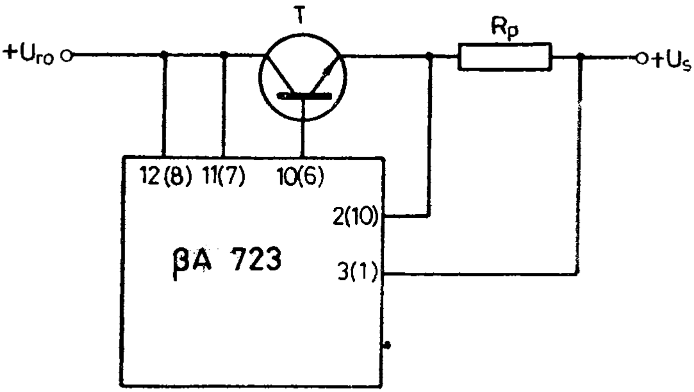


Fig. 1.16. Conectarea tranzistorului extern la circuitul β A 723.

culul stabilizatorului fără tranzistor extern se utilizează şi în acest paragraf fără modificări, motiv pentru care ele nu se mai prezintă aici şi se face trimitere la ele.

Performanţele stabilizatorului după ataşarea tranzistorului extern se prezintă astfel /5/ :

— coeficientul de stabilizare rămîne nemodificat,

— rezistenţa de ieşire se reduce cu cel puţin un ordin de mărime.

DATE INIŢIALE

Pentru acest tip de stabilizator sînt necesare aceleaşi date iniţiale ca şi la stabilizatorul fără tranzistor extern din paragraful precedent.

PROIECTAREA STABILIZATORULUI

a) Stabilirea variantei de circuit utilizate conform punctului a din paragraful anterior.

b) Se determină tensiunea minimă necesară la intrarea stabilizatorului cu relaţia 1.59, în care se va lua tensiunea la limita regiunii de saturaţie a tranzistorului compus în conexiune Darlington (format din tranzistorul compus integrat $T_{14}-T_{15}$ şi tranzistorul de reglare extern)

$$U_{CES}=U_{CES14}+U_{BE15cax}+U_{BEmax}=1{,}5+U_{BEmax}\ [\text{V}]. \quad (1.85)$$

Aici U_{BEmax} se va lua 0,5...0,7 V pentru tranzistor de germaniu și 0,8...1,0 V pentru tranzistor de siliciu.

În rest sînt valabile considerațiile de la punctul b al paragrafului 1.3.

c) Se face calculul tensiunii de intrare în sarcină și în gol conform punctului c al paragrafului 1.3.

d) Verificarea tensiunii maxime pe circuitul integrat conform punctului d din paragraful 1.3.

e) Se apreciază puterea disipată pe tranzistorul extern în regim de limitare de curent, cu relația

$$P_{dmaxT}=I_{lim}\,(U_{r0max}-U_{smin}-U_{p0}), \tag{1.86}$$

în care

$$I_{lim}=(1{,}05\ldots1{,}1)\,I_{smax}. \tag{1.87}$$

f) Se determină tensiunea maximă între colector și emitor la tranzistorul extern ca valoarea cea mai mare dintre cele două valori care apar în regim de gol și scurtcircuit

$$U_{CEmax}=max\begin{cases}E_{r0max}-U_{smin}\\U_{r0max}-U_{p0}.\end{cases} \tag{1.88}$$

g) Se adoptă un tranzistor care îndeplinește condițiile

$$I_{CMAX}>I_{lim} \tag{1.89}$$

$$U_{CEMAX}\geqslant U_{CEmax}, \tag{1.90}$$

și dacă se poate cu

$$P_{dMAX0}\geqslant P_{dmaxT}, \tag{1.91}$$

(adică fără radiator) sau cu

$$P_{dMAXr}\geqslant P_{dmaxT}, \tag{1.92}$$

cînd este necesar radiator. Aici P_{dMAX0} și P_{dMAXr} reprezintă puterile disipate maxime admise de tranzistor fără și cu radiator la temperatura t_{amax} (vezi paragraful 1.6. – Calculul radiatorului).

Întrucît în regim de scurtcircuit puterea disipată pe tranzistorul extern este sigur mai mare decît P_{dmaxT}, pentru a nu se mări radiatorul extern doar în scopul suportării acesteia (este corectă și o astfel de soluție – cînd radiatorul se dimensionează la puterea dată de relația 1.94), dacă se impune în enunț, se prevede o protecție prin limitare de curent cu întoarcere.

h) Pentru tranzistorul adoptat se extrag din catalog valoarea minimă a factorului de amplificare static β_{Mmin} la curentul $I_C=I_{lim}$.

Se verifică îndeplinirea condiţiei de a nu se depăşi curentul maxim prin tranzistorul T_{15} al circuitului integrat, care este şi curentul de bază al tranzistorului extern

$$I_{Bmax}=\frac{I_{lim}}{\beta_{Mmin}}\leqslant 150 \quad [\text{mA}]. \tag{1.93}$$

Dacă această condiţie nu este îndeplinită şi nu se poate sorta tranzistorul extern cu un factor β_{Mmin} mai mare, însemană că circuitul integrat nu poate fi utilizat decît eventual în varianta cu evitarea tranzistoarelor T_{14}, T_{15} şi folosirea a două tranzistoare externe de curent mai mare în locul acestora.

i) În cazul utilizării unui tranzistor fără radiator se determină puterea disipată pe tranzistorul extern în regim de scurtcircuit

$$P_{dscT}=I_{lim}\,(U_{r0max}-U_{p0}) \tag{1.94}$$

şi se verifică îndeplinirea condiţiei

$$P_{dscT}\leqslant P_{dMAX0}, \tag{1.95}$$

cînd nu este necesară o limitare de curent cu întoarcere.

Cînd condiţia 1.95 nu este îndeplinită, pentru a nu se utiliza un radiator doar în scopul suportării scurtciruitului, dacă se impune în enunţ, se va prevedea o limitare de curent cu întoarcere.

j) Se determină puterea disipată maximă pe capsula circuitului integrat în regim de limitare

$$P_{dmaxCI}=I_{Bmax}\,(U_{r0max}-U_{smin}-U_{p0}-U_{BEmax})+ +4\cdot 10^{-3}U_{r0max}. \tag{1.96}$$

Se verifică acum îndeplinirea condiţiei

$$P_{dmaxCI}<P_{dMAXCI}, \tag{1.97}$$

unde P_{dMAXCI} se stabileşte cu relaţia 1.64 din paragraful 1.3.

Dacă nu se îndeplineşte această condiţie şi nu se poate sorta tranzistorul extern cu un β_{Mmin} mai mare înseamnă că circuitul integrat βA 723 nu paote fi utilizat pentru comanda tranzistorului de reglare (o conexiune Darlington ca tranzistor de reglaj extern ar conduce împreună cu tranzistoarele T_{14}, T_{15} din integrat la o conexiune Darlington cu 4 tranzistoare, care nu se utilizează din cauza curentului rezidual mare al ultimului tranzistor). În această situaţie se poate realiza stabilizatorul cu circuit integraz βA 723 în varianta cu element de reglare cu două tranzistoare prezentată în paragraful următor sau evitînd folosirea tranzistoarelor T_{14} şi T_{15} din circuitul integrat şi utilizînd tránzistoare externe de putere mai mare în locul acestora.

k) Dacă este îndeplinită condiţia 1.97, chiar dacă la punctul i s-a impus deja o protecţie prin limitare de curent cu întoarcere, se determină puterea disipată maximă pe circuitul integrat în regim de scurtcircuit

$$P_{dscCI} = I_{Bmax}(U_{r0max} - U_{p0} - U_{BEmax}) + 4 \cdot 10^{-3} U_{r0max}, \qquad (1.98)$$

şi se verifică îndeplinirea condiţiei

$$P_{dscCI} \leqslant P_{dMAXCI}, \qquad (1.99)$$

cînd circuitul integrat nu impune o protecţie prin limitare de curent cu întoarcere. În caz contrar, dacă nu se poate sorta un tranzistor cu factorul β_{Mmin} mai mare, pentru protecţie la scurtcircuit este necesar să se prevadă o limitare de curent cu întoarcere.

l) Dacă la unul din punctele i şi k a rezultat că este necesară o limitare de curent cu întoarcere iar în enunţ se impune o astfel de protecţie, se stabileşte la ce valoare trebuie redus curentul în regim de scurtcircuit.

În cazul prevederii unei limitări cu întoarcere din cauza neîndeplinirii unei condiţii referitoare la tranzistorul extern, curentul de scurtcircuit ce se poate admite prin acesta, I_{scT}, se determină cu relaţia 1.68 în care, în locul puterii P_{dMAX}, se introduce P_{dMAX0} sau P_{dmaxT}, după caz. Tensiunea E'_{r0max} şi R_{tr} se determină cu relaţiile 1.69 şi 1.70.

Dacă introducerea limitării de curent cu întoarcere se datoreşte neîndeplinirii condiţiei 1.99, atunci curentul de scurtcircuit pe care îl poate suporta stabilizatorul va fi

$$I_{scCI} \leqslant \frac{E'_{r0max} + 4 \cdot 10^{-3}\beta_{sc}R_{tr} - 0{,}5 - U_{BEsc}}{2R_{tr}} - \frac{\sqrt{(E'_{r0max} + 4 \cdot 10^{-3}\beta_{sc}R_{tr} - 0{,}5 - U_{BEsc})^2 - 4R_{tr}(\beta_{sc}+1)(P_{dMAXCI} - 4 \cdot 10^{-3}E'_{r0max})}}{2R_{tr}}$$

[A] [Ω]. (1.100)

Întrucît valoarea factorului β_{sc} şi a tensiunii U_{BEsc} (ale tranzistorului extern) nu se pot stabili exact înainte de cunoaşterea curentului I_{sc}, se face o aproximare succesivă a curentului I_{sc} considerînd ca valori iniţiale factorul β_{Mmin} şi tensiunea U_{BEmax} şi revenind apoi după corectarea acestora cu ajutorul diagramelor $\beta_{min} = f(i_C)$ şi $i_B = f(u_{BE})$ ale tranzistorului. În general, calculul trebuie reluat de cel mult două ori.

Dacă atît tranzistorul extern cît şi circuitul integrat impun o protecţie prin limitare de curent cu întoarcere, atunci drept curent de scurtcircuit se va lua minimul dintre cei doi curenţi I_{scT} şi I_{scCI}

$$I_{sc} = min\,[I_{scT}, I_{scCI}]. \qquad (1.101)$$

m) Se parcurg punctele i, j, k, l, m, n, o, p din paragraful 1.3 (stabilizatorul fără tranzistor extern), cu observația că în cazul impunerii protecției prin limitare cu întoarcere de către tranzistorul extern, la punctele k și l, în locul tensiunii U_{pmin} se va utiliza tensiunea U_{psc} care corespunde temperaturii plachetei circuitului integrat atinsă cînd curentul de scurtcircuit este I_{scT}. Pentru determinarea acestei tensiuni se calculează întîi puterea disipată pe circuitul integrat cu relația 1.98 scrisă corespunzător

$$P'_{dscCI}=\frac{I_{scT}}{\beta_{scT}}(E'_{r0max}-I_{scT}R_{ir}-U_p-U_{BEsc})+$$
$$+4\cdot10^{-3}(E'_{r0max}-I_{scT}R_{ir}), \qquad (1.98')$$

cu β_{scT} și U_{BEsc} stabilite pentru tranzistorul extern la curentul I_{scT}. Se determină apoi temperatura plachetei circuitului integrat cu relația 1.71 pusă în forma

$$t_{jsc}=t_{amax}+P'_{dscCI}R_{ja}, \qquad (1.71')$$

și cu aceasta rezultă

$$U_{psc}=0{,}7-1{,}7\cdot10^{-3}\,t_{jsc}. \qquad (1.72')$$

n) Se dimensionează, dacă este cazul, radiatorul pentru tranzistorul extern care trebuie să suporte puterea P_{dmaxT}, pe baza indicațiilor din paragraful 1.6.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un stabilizator cu circuit integrat βA 723 cu tranzistor extern care să furnizeze o tensiune reglabilă $U_s=5\ldots15$ V la un curent de sarcină $I_{smax}=0{,}9$ A. Variația procentuală a tensiunii rețelei ce alimentează redresorul este de —10%...+5% iar temperatura maximă a mediului : $t_{amax}=30$ °C. În cazul în care limitarea de curent simplă nu protejează tranzistorul sau circuitul integrat la scurtcircuit se va prevedea o protecție prin limitarea cu întoarcere. Sînt disponibile ambele tipuri de capsule de circuit integrat.

Se va folosi circuitul din fig. 1.13, la care se atașează un tranzistor extern ca în fig. 1.16.

Tensiunea U_{BEmax} a tranzistorului extern de siliciu se adoptă de 0,9 V. Cu aceasta

$$U_{CEs}=1{,}5+U_{BEmax}=1{,}5+0{,}9=2{,}4 \text{ V}.$$

Admițînd conform indicațiilor de la calculul redresorului o tensiune $u_{r1m}=1$ V (vîrf la vîrf 2 V), rezultă

$$U_{r0min}=U_{smax}+U_{CEs}+u_{r1m}+U_{p0}+1 \text{ V}=15+2{,}4+1+0{,}6+1=20 \text{ V}.$$

Din aceasta rezultă tensiunile nominale şi maxime

$$U_{r0}=\frac{U_{r0min}}{1-\frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}}(1+\lambda)}=\frac{20}{1-0,1\,(1+0,1)}=22,5\ \text{V},$$

$$U_{r0max}=U_{r0}\left[1+\frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}}(1+\lambda)\right]=22,5\,[1+0,05\,(1+0,1)]=23,7\ \text{V},$$

$$E_{r0}\cong U_{r0}\,(1+1,5\lambda)=22,5\,(1+1,5\cdot 0,1)=25,9\ \text{V},$$

$$E_{r0max}=E_{r0}\left(1+\frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}}\right)=25,9\,(1+0,05)=27,2\ \text{V},$$

şi se constată că aceasta din urmă este sub 40 V.

Curentul la care se face limitarea se admite

$$I_{lim}=1,055 I_{smax}=1,055\cdot 0,9=0,95\ \text{A}.$$

Puterea disipată maximă pe tranzistorul extern

$$P_{dmaxT}=I_{lim}\,(U_{r0max}-U_{smin}-U_{p0})=0,95\,(23,7-5-0,6)=17,2\ \text{W}.$$

Se stabileşte tensiunea maximă între colectorul şi emitorul tranzistorului extern — valoarea cea mai mare dintre

$$E_{r0max}-U_{smin}=27,2-5=22,2\ \text{V},$$

şi

$$U_{r0max}-U_{p0}=23,7-0,6=23,1\ \text{V}=U_{CEmax}.$$

Se adoptă tranzistorul de siliciu tip *npn*—2N3055/6 avînd

$$I_{cMAX}=15\ \text{A} > I_{lim},\quad U_{CEMAX}=40\ \text{V} > U_{CEmax}\ \text{şi}$$

$$P_{dMAX0}=\frac{t_{jMAX}-t_{amax}}{R_{jc}+R_{ca}}=\frac{175-30}{1,5+30}=4,6\ \text{W} < P_{dmaxT},$$

şi

$$P_{dMAXr}=P_{dMAXr25}\,\frac{t_{jMAX}-t_{amax}}{t_{jMAX}-25}\cong 0,35\,P_{t0t}\,\frac{t_{jMAX}-t_{amax}}{t_{jMAX}-25}=$$

$$=0,35\cdot 117\,\frac{175-30}{150}=39,7\ \text{W} > P_{dmaxT}.$$

Trebuie deci să se utilizeze radiator pentru tranzistorul adoptat şi este necesară o protecţie prin limitare cu întoarcere.

Din diagrama dată în fig. 1.17 se citeşte factorul de amplificare $\beta_{Mmin}=88$ la curentul I_{lim}. Rezultă

$$I_{Bmax}=\frac{I_{lim}}{\beta_{Mmin}}=\frac{950}{88}=10,8\ \text{mA} < 150\ \text{mA},$$

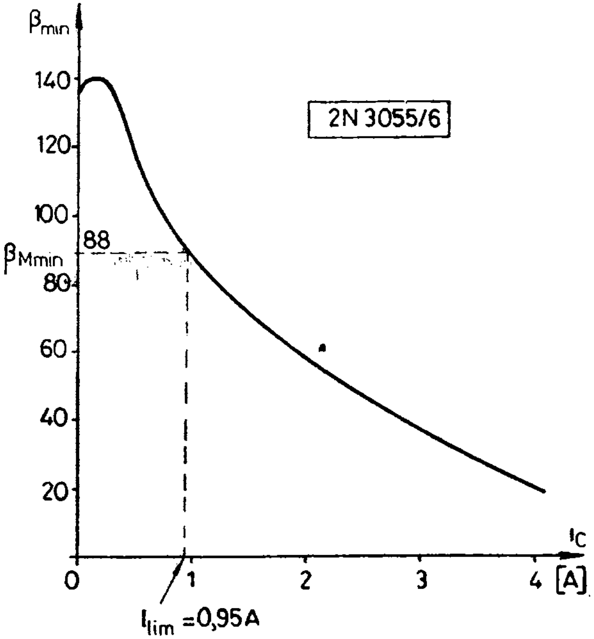


Fig. 1.17. Factorul de amplificare minim al tranzistorului 2 N 3055/6 în funcţie de curentul de colector.

deci circuitul integrat se poate utiliza. Din fig. 1.18 se poate citi tensiunea $U_{BEmax}=0,83$ V la curentul I_{Bmax}.

Puterea disipată maximă pe circuitul integrat este

$$P_{dmaxCI}=I_{Bmax}\,(U_{r0max}-U_{smin}-U_{p0}-U_{BEmax})+4\cdot10^{-3}U_{r0max}=$$
$$=10,8\,(23,7-5-0,6-0,83)+4\cdot23,7\cong 281\text{ mW},$$

care este mai mică decît puterea disipată maximă a circuitului integrat în capsulă de plastic TO-116 la $t_{amax}=30°$, egală cu :

$$P_{dMAXCI}=P_{dMAXC/25}\,\frac{t_{jMAX}-t_{amax}}{t_{jMAX}-25}=666\,\frac{125-30}{125-25}=632\text{ mW}.$$

În regim de scurtcircuit, pe circuitul integrat apare puterea

$$P_{dscCI}=I_{Bmax}\,(U_{r0max}-U_{p0}-U_{BEmax})+4\cdot10^{-3}U_{r0max}=$$

$$=10,8\,(23,7-0,6-0,83)+4\cdot23,7=345\text{ mW}<623\text{ mW},$$

ceea ce înseamnă că circuitul integrat nu impune o limitare de curent cu întoarcere.

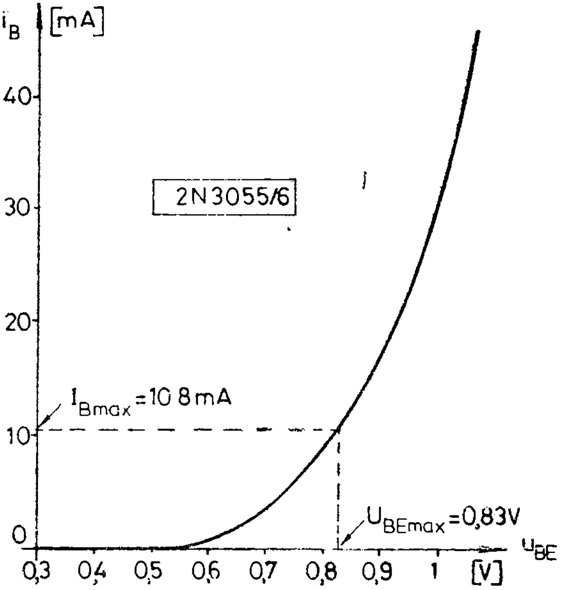


Fig. 1.18. Caracteristica de intrare a tranzistorului 2 N 3055/6

Tensiunea în gol de calcul și rezistența internă a redresorului sînt

$$E'_{r0max}=U_{r0max}\,(1+\lambda)=23,7\,(1+0,1)=26,1\ \text{V},$$

$$R_{ir}=\frac{\lambda U_{r0}}{I_{lim}}=\frac{0,1\cdot22,5}{0,95}=2,37.$$

Cu aceasta, folosind relația 1.68, în care se ia P_{smaxT} în locul lui P_{sMAX}, se obține curentul de scurtcircuit suportat de tranzistorul extern

$$I_{scT}\cong 0,717\ \text{A}.$$

Temperatura maximă a plachetei circuitului integrat este

$$t_{jmax}=t_{amax}+P_{dmaxCI}R_{ja}=30+0,281\cdot150=72\ ^{\circ}\text{C}.$$

Cu această tensiunea de acționare a protecției este

$$U_{p0}=0,7-1,7\cdot10^{-3}t_{jmax}=0,7-1,7\cdot10^{-3}\cdot72\cong 0,58\ \text{V}.$$

Întrucît protecția prin limitare cu întoarcere este impusă de tranzistorul extern, rezistența R_p va fi dată de relația 1.74, în care trebuie folosită tensiunea

U_{psc}. În scopul determinării acesteia se calculează puterea disipată pe circuitul integrat în regim de scurtcircuit

$$P'_{dscCI}=\frac{I_{scT}}{\beta_{sc}}(E'_{r0max}-I_{scT}R_{ir}-U_p-U_{BEsc})+$$

$$+4\cdot10^{-3}(E'_{r0max}-I_{scT}R_{ir})=$$

$$=\frac{0,717}{101}(26,1-0,717\cdot2,37-0,58-0,77)+$$

$$+4\cdot10^{-3}(26,1-0,717\cdot2,37)=0,256\ \mathrm{W},$$

unde s-au folosit $\beta_{scT}=101$ și $U_{BEsc}=0,77$ V, citite din fig. 1.17, respectiv 1.18 la curentul $I_{scT}=0,717$ A.

Cu aceasta :

$$t_{jsc}=t_{amax}+P'_{dscCI}R_{ja}=30+0,256\cdot150=68,5\ ^\circ\mathrm{C},$$

căreia îi corespunde o tensiune de acționare a protecției

$$U_{psc}=0,7-1,7\cdot10^{-3}t_{jsc}=0,7-1,7\cdot10^{-3}\cdot68,5=0,585\ \mathrm{V}.$$

Acum rezistența R_p este

$$R_p=\frac{U_{smax}}{I_{scT}\dfrac{U_{smax}+U_p}{U_{psc}}-I_{lim}}=\frac{15}{0,717\dfrac{15+0,58}{0,585}-0,95}=0,827\ \Omega.$$

Căderea de tensiune pe R_p în regim de limitare este

$$U_{pi}=R_pI_{lim}=0,827\cdot0,95=0,785\ \mathrm{V}.$$

Întrucît aceasta diferă de $U_{p0}=0,6$ V (adoptat inițial la calculul tensiunii U_{r0min}) cu mai puțin de 0,2 V nu se mai reface calculul (diferența se poate acoperi din rezerva de 1 V admisă acolo).

Admițînd prin divizorul de protecție un curent

$$I_{dp}=0,01I_{smax}=0,01\cdot0,9\ \mathrm{A}=9\ \mathrm{mA},$$

rezultă rezistențele R_4 și R_5 din sistemul de ecuații

$$\begin{cases}R_4+R_5=\dfrac{U_{smax}+U_{pi}}{I_{dp}}=\dfrac{15+0,785}{9}\\[2ex] R_4=R_5\left(\dfrac{I_{scT}R_p}{U_{psc}}-1\right)=R_5\left(\dfrac{0,717-0,827}{0,585}-1\right).\end{cases}$$

Rezolvînd sistemul se obțin : $R_5=1,73$ kΩ și $R_4=23,6$ Ω și se adoptă valorile normalizate : de 1,74 kΩ±1% și 23,7 Ω±1% [10].

La tensiunea minimă pe sarcină, dacă R_4 și R_5 rămîn nemodificate curentul de sarcină va fi limitat la valoarea

$$I_{limmin}=\frac{U_{smin}R_4}{R_pR_5}+\frac{U_p}{U_{psc}}I_{scT}=\frac{5\cdot 23{,}7}{0{,}827\cdot 1740}+$$

$$+\frac{0{,}58}{0{,}585}0{,}717\cong 0{,}8\text{ A},$$

iar curentul de scurtcircuit nu se modifică. Valoarea obținută mai sus pentru I_{limmin} este apropiată de $I_{lim}=0{,}95$ A și în unele cazuri poate fi acceptată.

În cazul cînd la U_{smin} trebuie realizat același curent de sarcină maxim I_{smax}, este necesar să se utilizeze rezistențe R_4 și R_5 care să varieze simultan și în concordanță cu tensiunea U_s. Valorile minime ale rezistențelor se pot determina cu relațiile 1.76.

Se dimensionează divizorul pentru tensiunea de referință și divizorul tensiunii de ieșire conform punctului *m* din paragraful 1.3, varianta 3. Se adoptă o tensiune de intrare maximă la amplificatorul diferențial al circuitului integrat : $U_{intrmax}=$ $=U_{smin}=5$ V.

Rezistențele divizorului pentru tensiunea de referință vor fi

$$R_2'=U_{intrmax}=5\text{ k}\Omega$$

$$R_1'=7{,}5-R_2'=7{,}5-5=2{,}5\text{ k}\,\Omega,$$

care se normalizează la 4,99 kΩ±1 %, respectiv 2,49 kΩ±2 %.

Tensiunea de intrare minimă posibilă datorită dispersiei tensiunii de re ferință va fi

$$U_{intrmin}=0{,}905\;U_{intrmax}=0{,}905\cdot 5=4{,}52\text{ V}.$$

Rezistențele divizorului pentru tensiunea de ieșire se calculează cu prima și ultima ecuație a sistemului 1.82 ($R_1=0$).

$$\begin{cases}\dfrac{\dfrac{R_v}{2}\left(R_2+\dfrac{R_v}{2}\right)}{R_2+R_v}=\dfrac{R_1'\,R_2'}{R_1'+R_2'}=\dfrac{2{,}49\cdot 4{,}99}{2{,}49+4{,}99}=1{,}66\text{ k}\Omega\\[2ex]\dfrac{R_2}{1{,}2R_v+R_2}=\dfrac{U_{intrmin}}{U_{smax}}=\dfrac{4{,}52}{15}=0{,}302.\end{cases}$$

Rezultă $R_v=4{,}96$ kΩ și $R_2=2{,}58$ kΩ care se normalizează la 5 kΩ (de exemplu pe tip P 34533) și 2,61 kΩ±2 %.

Rezistențele fixe din divizoare se pot ajusta în cazul unui produs unicat pentru ca extremele U_{smin} și U_{smax} să se obțină la capetele cursei potențiometrului R_v. Pentru realizarea aceluiași reglaj în cazul unei producții de serie este necesar ca și rezistențele R_1 ($\neq 0$) și R_2 din divizor să fie semireglabile.

1.5. PROIECTAREA STABILIZATORULUI DE TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT βA 723 ŞI ELEMENT DE REGLARE CU DOUĂ TRANZISTOARE ÎN SERIE

Elementul de reglare serie cu două tranzistoare în serie [21], [22], /20/, /5/ aduce trei avantaje importante pentru stabilizatoarele de tensiune:

— reducerea de 2—3 ori a dimensiunilor radiatorului comun celor două tranzistoare faţă de cazul elementului de reglare cu un singur tranzistor (cînd se foloseşte radiator) sau reducerea de aproape 4 ori a puterii disipate maxime pe fiecare din cele două tranzistoare faţă de cazul elementului de reglare cu un singur tranzistor cînd nu este necesar radiator (acest fapt permite să se utilizeze două tranzistoare de putere şi de dimensiuni sensibil mai mici pentru realizarea stabilizatorului cu aceleaşi performanţe),

— autolimitarea curentului, chiar şi a celui de scurtcircuit /20/, /5/ (ceea ce permite uneori realizarea sursei stabilizate fără protecţie specială),

— încărcarea cu putere disipată redusă a tranzistorului de comandă datorită tensiunii reduse (cca 2 V) pe el (ceea ce este important în cazul folosirii unui regulator integrat ce include tranzistorul de comandă, la care nu se poate depăşi puterea disipată dacă nu se depăşeşte curentul maxim admis).

Acest tip de element de reglare nu modifică practic performanţele S şi R_{ies} ale stabilizatoarelor faţă de cazul elementului de reglare cu un singur tranzistor /20/.

Aceste avantaje sînt doar parţial compensate de dezavantajele:

— complicarea elementului de reglare (fig. 1.19) şi a proiectării lui,

— necesitatea a două surse de alimentare în majoritatea cazurilor /5/ (cea de a doua sursă fiind de curent redus).

Ţinînd cont de cele arătate, merită ca acest tip de element de reglare să fie studiat şi folosit în cele mai multe aplicaţii practice, atît în cazul utilizării numai a componentelor discrete cît şi în cazul utilizării unor regulatoare integrate. În ultimul caz, rolul tranzistorului T_3 este preluat de tranzistorul compus de reglare al integratului (T_{14}, T_{15} în cazul circuitului βA 723) /20/ (fig. 1.20).

Curentul de sarcină trece prin tranzistorul T_1 şi rezistenţa de „ocolire“ R_1 şi integral prin tranzistorul T_2.

Sursa de tensiune stabilizată auxiliară, ce asigură tensiunea U_{D2}, este necesară pentru a menţine pe tranzistorul T_2 o tensiune aproximativ constantă şi redusă (atunci cînd tranzistorul T_1 con-

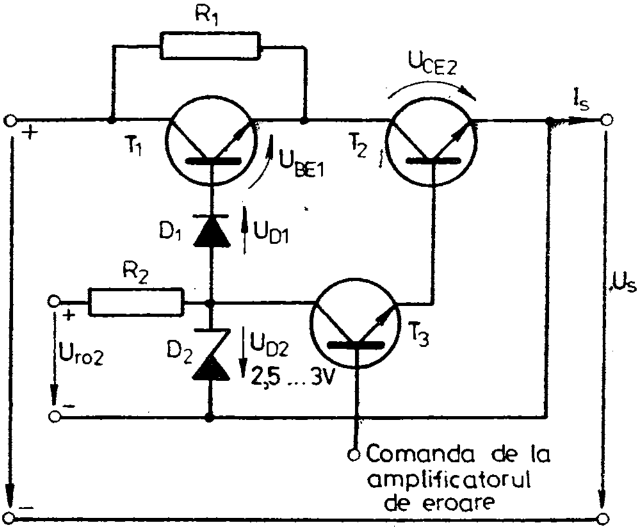


Fig. 1.19. Elementul de reglare cu două tranzistoare în serie.

duce) pentru ca puterea disipată pe el la curentul I_{smax} să fie redusă Datorită acestei surse, la funcționare normală, dintre cele dou tranzistoare doar tranzistorul T_1 este expus saturației /5/.

Rezistența de ocolire R_1 preia cea mai mare parte din curentul I_{smax} în anumite situații, obținîndu-se astfel o putere disipată redusă pe tranzistorul T_1 în cazul cel mai defavorabil pentru o sursă obișnuită (U_{1max}, U_{smin}, I_{smax}). Puterea disipată maximă pe rezistența R_1 este de ordinul celei de pe tranzistorul elementului de reglare obișnuit din cazul cel mai defavorabil, dar dimensiunea rezistenței R_1 este totuși acceptabilă. În plus, în unele cazuri, această rezistență poate include și un bec de semnalizare.

Tranzistorul T_3, numit „tranzistor de comandă", realizează împreună cu T_2 un tranzistor compus asemănător cu cel în conexiune Darlington. Dioda D_1 se utilizează pentru a prelua tensiunea inversă ridicată ce ar apărea pe joncțiunea emitoare a tranzistorului T_1, blocat în situația cînd tranzistorul T_2 preia totuși o tensiune U_{CE2} de valoare ridicată (U_{smin}, $I_s < I_{smax}$).

Există o situație în care puterea disipată pe tranzistorul T_1 este maximă în timp ce puterea disipată pe tranzistorul T_2 este redusă și, de asemenea, o situație în care puterea disipată pe tranzistorul T_2 este maximă în timp ce puterea disipată pe tranzistorul T_1 este nulă. Aceste puteri maxime sînt de cca 4 ori mai mici decît puterea disipată maximă pe tranzistorul unui element de reglare

obişnuit şi nefiind simultane, atunci cînd este necesar radiator, acesta poate fi comun pentru cele două tranzistoare (cu T_1 izolat electric faţă de radiator).

Autolimitarea curentului se datorește faptului că tranzistorul T_2 poate prelua în bază tot curentul furnizat prin rezistenţa R_2 intrînd în saturaţie, ceea ce conduce la blocarea diodei D_2 apoi a diodei D_1 şi a tranzistorului T_1. Rămîne în circuit rezistenţa R_1 care limitează curentul prin sarcină la o valoare uneori acceptabilă /5/, /20/. În cele ce urmează se va utiliza totuşi aceeaşi protecţie ca şi la stabilizatorul cu element de reglare obişnuit.

Condensatorul de corecţie C_{c2}, de 10 nF, serveşte la eliminarea oscilaţiilor de înaltă frecvenţă din circuitul stabilizatorului, care apar şi în tensiunea stabilizată, în general pentru curent de sarcină ce depăşeşte 300 mA.

Pentru surse stabilizate de tensiune redusă (în special fixă) şi curent de sarcină redus este posibilă evitarea celei de a doua surse de alimentare – U_2 /5/.

Stabilizatorul cu element de reglare cu două tranzistoare în serie şi circuit integrat βA 723 se poate realiza în toate cele trei variante prezentate în paragraful 1.3. În fig. 1.20 este dat cazul unei surse de tensiune U_s=2,2...32 V.

O parte din punctele de la calculul stabilizatoarelor anterioare se utilizează şi în acest paragraf fără modificări, motiv pentru care se face trimitere la ele.

DATE INIŢIALE

Pentru acest tip de stabilizator sînt valabile datele iniţiale de la stabilizatorul fără tranzistor extern din paragraful 1.3 : I_{smax}, U_{smin}, U_{smax}, $100 \frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}}$, $100 \frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}}$, obligativitatea protecţiei prin limitare cu întoarcere în cazul cînd limitarea simplă nu asigură protecţia la scurtcircuit a tranzistorului T_2, tipul capsulei circuitului integrat, temperatura maximă a mediului ambiant – t_{amax}.

PROIECTAREA STABILIZATORULUI /5/

a) Stabilirea variantei de circuit utilizate conform punctului a din paragraful 1.3. Schema completă are forma din fig. 1.20 cu conexiunile potrivite la intrările amplificatorului.

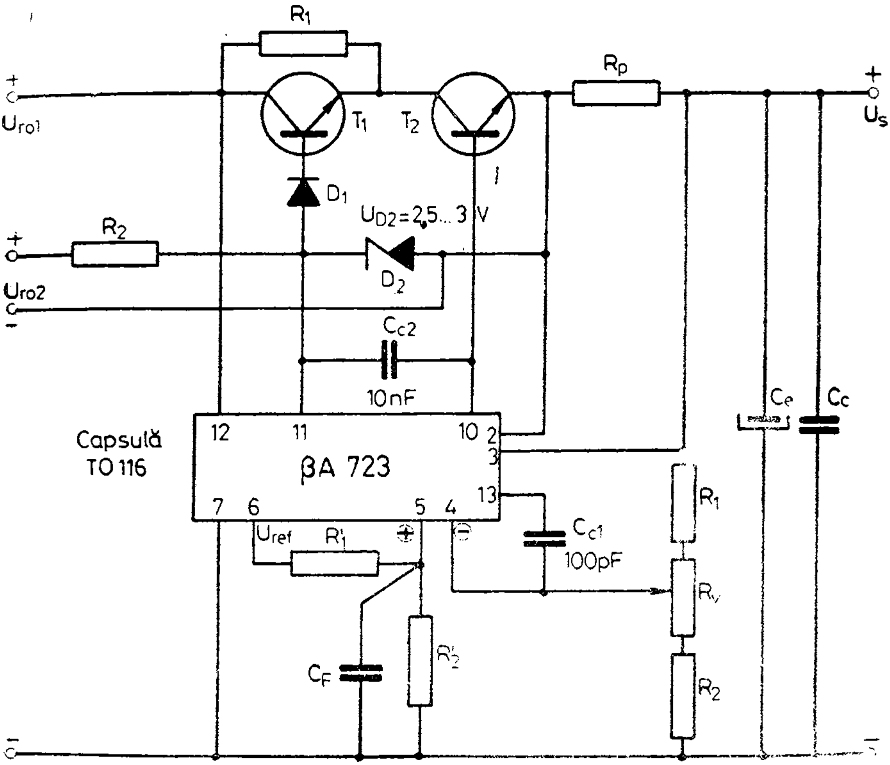


Fig. 1.20. Stabilizator cu circuit **βA 723** și element de reglare cu două tranzistoare în serie.

b) Se determină tensiunea minimă necesară la intrarea stabilizatorului cu relația

$$U_{r01min} = U_{smax} + U_{CE1min} + U_{CE2min} + U_{p,0} \qquad (1.102)$$

(cu U_s în loc de U_{smax} în cazul surselor de tensiune fixă) unde

$$U_{CE1min} = U_{CE1s} + u_{r1m} + (0,8\ldots1) \text{ [V]}, \qquad (1.103)$$

$$U_{CE2min} = U_{CE2s} + (0,5\ldots0,7) \text{ [V]} \qquad (1.104)$$

(mai mari pentru curent de sarcină de ordinul amperilor).

După cum se observă în relația 1.103, se asigură prin U_{CE1min} rezerva împotriva intrării în saturație a tranzistorului T_1 în cazul cel mai defavorabil, adică în prezența pulsurilor negative ale tensiunii U_{r01} imperfect filtrată. În rest sînt valabile considerațiile de la punctul b din paragraful 1.3.

c) Se face calculul tensiunii de intrare în sarcină şi în gol conform punctului c al paragrafului 1.3.

d) Se determină rezistența de ocolire cu relația

$$R_1 = \frac{U_{r01max} - U_{smin}}{I_{lim}}, \qquad (1.105)$$

unde curentul I_{lim} se stabileşte cu relația 1.87.

Pentru o sursă de tensiune fixă se ia tensiunea U_s în locul lui U_{smin}.

e) Întrucît cele două tranzistoare externe sînt în general identice, tensiunea maximă pentru care se adoptă ele este tensiunea maximă pe al doilea tranzistor (cînd stabilizatorul lucrează în gol)

$$U_{CE2max} < E_{r01max} - U_{smin}. \qquad (1.106)$$

f) Se determină puterile disipate maxime pe cele două tranzistoare cu relațiile

$$P_{d1max} = \frac{I_{lim}^2 R_1}{4}, \qquad (1.107)$$

cînd

$$P_{d2} = I_{lim} U_{CE2min}, \qquad (1.108)$$

şi

$$P_{d2max} = \frac{I_{lim}^2 (R_1 + R_{ir1} + R_{p0})}{4}, \qquad (1.109)$$

cînd $P_{d1} \cong 0$. Se observă că $P_{d2max} > P_{d1max}$ cu puțin. Aici

$$R_{ir1} = \frac{\lambda U_{r01}}{I_{lim}} \text{ şi } R_{p0} = \frac{U_{p0}}{I_{lim}}, \qquad (1.110)$$

cu $U_{p0} \cong 0{,}6$ V.

g) Se adoptă tipul tranzistoarelor externe care trebuie să îndeplinească următoarele condiții ;

$$I_{CMAX} \geqslant I_{lim}, \qquad (1.111)$$

$$U_{CE0} \geqslant U_{CE2max},$$

şi

$$P_{dMAX0} \geqslant P_{d1max}, \quad P_{dMAX0} \geqslant P_{d2max}, \qquad (1.112)$$

dacă se găseşte un tranzistor ce se poate folosi fără radiator pentru T_1 sau atît pentru T_1 cît şi T_2

sau

$$P_{dMAXr} \geqslant P_{d2max}, \tag{1.113}$$

cînd este necesar radiator pentru ambele tranzistoare (nici una din condiţiile 1.112 nu se îndeplineşte).

h) Se parcurge punctul h de la paragraful 1.4 calculîndu-se I_{B2max}.

i) Se determină puterea disipată maximă pe tranzistorul T_2 în regim de scurtcircuit (T_1 este bolcat)

$$P_{d2sc}=I_{lim}(U_{smin}-U_{x0}), \tag{1.114}$$

(cu U_s în loc de U_{smin} în cazul surselor de tensiune fixă) care se compară cu puterea disipată maximă admisă pe tranzistorul T_2 într-una din trei situaţii, după caz:

– cînd T_2 este fără radiator se verifică dacă

$$P_{d2sc} \leqslant P_{dMAX0}, \quad (1.115\,a$$

– cînd T_2 are radiator separat de T_1 se verifică dacă

$$P_{d2sc} \leqslant P_{d2max}, \quad (1.115\,b)$$

– cînd se utilizează un radiator comun pentru T_1 şi T_2 se verifică dacă

$$P_{d2sc} \leqslant P_{d1max}+P_2 \quad (1.115\,c)$$

(aceasta din urmă fiind puterea de dimensionare a radiatorului comun).

În cazul îndeplinirii condiţiei corespunzătoare de mai sus nu mai este necesar să se prevadă o protecţie prin limitare de curent cu întoarcere, fiind suficientă limitarea simplă. Acest lucru se întîmplă în cazul surselor cu raport U_{smax}/U_{smin} de valoare mai mare.

j) În cazul contrar, dacă în enunţ se prevede acest lucru se va utiliza o protecţie prin limitare de curent cu întoarcere. În acest scop se determină curentul de scurtcircuit ce se poate admite prin tranzistorul T_2 cu relaţia

$$I_{sc}=\frac{(E'_{r01max}-4\cdot10^{-3}R_{ir1}-U_{p0})}{2\,(R_{ir1}+R_1)}-$$

$$-\frac{\sqrt{(E'_{r01max}-4\cdot10^{-3}R_{ir1}-U_{p0})^2-4\,(R_{ir1}+R_1)P_{d2lim}}}{2\,(R_{ir1}+R_1)}, \tag{1.116}$$

unde

$$E'_{r01max}=U_{r01max}(1+\lambda). \tag{1.117}$$

În aceasta, pentru P_{d2lim}, se folosește P_{dMAX0} dacă tranzistorul T_2 nu are radiator, P_{d2max} dacă T_2 are radiator separat sau $P_{d1max}+$ $+P_2$ dacă tranzistoarele au radiator comun.

k) Se stabilește curentul de bază maxim al tranzistorului T_1 :

$$I_{B1max}=\frac{1}{\beta_{Mmin}}\left(I_{lim}-\frac{U_{CE1min}}{R_1}\right). \tag{1.118}$$

l) Se calculează puterea maximă disipată pe rezistența R_1 (în vederea adoptării acesteia) cu relația

$$P_{R1max}=I^2_{r1max}R_1, \tag{1.119}$$

unde curentul I_{R1max} se stabilește după caz :

– egal cu I_{lim} dacă protecția prin limitare simplă este eficientă și la scurtcircuit,

– egal cu valoarea cea mai mare dintre I_{sc} și curentul dat de relația

$$I_{R1M}=\frac{U_{r01max}-U_{smin}-U_{CE2min}-U_{p0}}{R_1}, \tag{1.120}$$

dacă se utilizează protecție prin limitare de curent cu întoarcere.

La adoptarea puterii nominale a rezistenței R_1 se va ține cont și de temperatura maximă a mediului prin intermediul diagramei date în [10].

m) Se stabilește dacă trebuie folosită dioda D_1. Aceasta este necesară dacă se îndeplinește condiția

$$E_{r01max}-U_{smin}-U_{BE1max}-U_{CE2min}>U_{EB0} \tag{1.121}$$

unde: U_{EB0} reprezintă tensiunea inversă admisă a joncțiunii emitoare a tranzistorului T_1 (5 sau 7 V la siliciu, 12 V, de obicei, la germaniu),

U_{BE1max} reprezintă tensiunea pe joncțiunea emitoare a tranzistorului T_1 la curentul I_{B1max}.

Adoptarea tipului diodei D_1 se face pe baza condiției ca aceasta să preia cea mai mare parte din tensiunea inversă care în lipsa diodei D_1 apare pe joncțiunea emitoare a tranzistorului T_1. În acest scop dioda D_1 trebuie să aibă curentul invers $I_0 \ll I_{EB0}$.

n) Se determină tensiunea auxiliară U_{D2} necesară

$$U_{D2min}=U_{D1max}+U_{BE1max}+U_{CE2min}, \tag{1.122}$$

unde U_{D1max} se stabilește la curentul I_{D1max} și intervine numai în cazul în care dioda D_1 este utilizată.

Cînd se utilizează dioda D_1 tensiunea U_{D2} rezultă de ordinul 2,6...3,3 V și poate fi realizată cu o diodă Zener DZ2V7, DZ3, PL3V3Z, PL3V6Z, PL3V9Z (la curenți de ordinul miliamperilor) [14].

O dispersie prea mare a tensiunii U_{D2} nu poate fi însă admisă, astfel că dioda D_2 trebuie selectată cu o dispersie de cel mult 0,2 V la un curent minim I_{D2min}.

Dacă dioda D_1 nu este necesară, tensiunea U_{D2} rezultă de ordinul 1,9...2,2 V și se poate realiza cu trei diode de siliciu (de curent redus, neselectate) în serie.

O soluție de realizare a unei tensiuni U_{D2} potrivite constă în utilizarea unei „superdiode“ [27], /15/.

o) Se calculează puterea disipată maximă pe circuitul integrat βA 723 (în regim de limitare de curent)

$$P_{dmaxCI} \cong I_{B2max}(U_{D2min} - U_{BE2max}), \qquad (1.123)$$

u U_{BE2max} stabilită la curentul I_{B2max}.

Această putere nu va atinge în nici un caz limita admisă pentru circuitul integrat dacă temperatura maximă a mediului nu depășește cca 100 °C. În regim de scurtcircuit la ieșire puterea dispată pe circuitul integrat nu depășește pe cea de mai sus. Prin urmare, în schema proiectată aici, circuitul integrat nu este solicitat la o putere disipată importantă și poate fi utilizat pînă la curentul lui maxim de ieșire (150 mA).

p) Se parcurg punctele i, j, k, l, m, n, o, p de la paragraful 1.3. La punctele k și l, ținînd cont că circuitul integrat nu este solicitat în scurtcircuit, în loc de U_{pmin} se va lua tot U_p.

r) Se dimensionează, dacă este cazul, radiatorul pentru tranzistoarele elementului de reglare conform paragrafului 1.6. Așa cum s-a arătat, pot să apară cazurile:

– un singur tranzistor are radiator de dimensiuni reduse (T_2),

– ambele tranzistoare au radiatoare de dimensiuni reduse,

– tranzistoarele au un radiator comun.

Radiatorul comun se va dimensiona considerînd că pe el este montat central, izolat electric, un tranzistor ce disipă o putere maximă

$$(\Sigma P_d)_{max} = P_{d1max} + P_{d2}. \qquad (1.124)$$

Cele două tranzistoare se vor monta cît mai aproape de centrul radiatorului, tranzistorul T_1 fiind izolat electric de radiator.

s) Rezistența R_2 se determină impunîndu-se pentru stabilizatorul auxiliar cu dioda D_2 un coeficient de stabilizare minim :

$$S_{2min}=\frac{R_2+r_{zm}}{r_{zm}}=10\ldots15, \tag{1.125}$$

întrucît tensiunea U_{D2} nu trebuie să fie foarte bine stabilizată. Aici r_{zm} este rezistența dinamică a diodei D_2 la curentul minim stabilit $-I_{D2min}$. Rezistența R_2 se adoptă cu toleranță redusă pentru ca tensiunea U_{D2} să nu rezulte cu o dispersie mare. Se determină apoi curentul minim prin această rezistență

$$I_{R2min}=I_{B1max}+I_{B2max}+I_{D2min} \tag{1.126}$$

și tensiunea minimă U_{r02min} necesară

$$U_{r02min}=U_{D2min}+I_{R2min}R_2. \tag{1.127}$$

Din aceasta se determină tensiunea nominală U_{r02} și tensiunea maximă U_{r02max} folosind aceleași relații ca și la calculul sursei U_{r01}.

Dacă tensiunea U_{r02} rezultă de valoare prea mare (peste 40 V) și nu se mai poate reduce I_{R2min} prin sortarea tranzistoarelor cu β_{Mmin} mai ridicat, prin reducerea curentului I_{D2min} și prin adoptarea unei diode cu r_z mai mic, este indicat să se utilizeze în locul tranzistorului T_1 un tranzistor compus în conexiune Darlington. Se reduce astfel substanțial I_{B1max}, dar calculele trebuie reluate de la început deoarece la tensiunea U_{CE1min} trebuie adunată tensiunea U_{BE} a tranzistorului de la intrarea conexiunii Darlington.

t) Se verifică dacă dioda D_2 adoptată poate suporta curentul maxim

$$I_{D2max}\cong I_{R2max}=\frac{U_{r02max}-U_{D2min}+r_zI_{D2min}}{R_z+r_z}, \tag{1.128}$$

care apare cînd stabilizatorul lucrează în gol. Aici se utilizează o valoare r_z medie (stabilită ca o medie între valorile r_{zm} de la curentul I_{D2min} și r_{zM} dată în catalog pentru zona normală de funcționare).

Se verifică îndeplinirea condiției $I_{R2max}\leqslant I_{zMAX}$ cînd dioda D_2 adoptată poate fi utilizată. În caz contrar este necesar să se adopte o diodă de curent mai mare.

Se stabilește puterea disipată maximă pe rezistența R_2

$$P_{R2max}=I^2_{R2max}R_2, \tag{1.129}$$

în vederea adoptării puterii nominale a rezistenței R_2.

Se va proiecta un stabilizator cu circuit integrat βA 723 cu element de reglare cu două tranzistoare în serie, care să furnizeze o tensiune 5...15 V la un curent de sarcină $I_{smax}=1$ A. Variaţia procentuală a reţelei ce alimentează redresorul este de —10%...+5% iar temperatura maximă a mediului : $t_{amax}=30$ °C. În cazul în care limitarea de curent simplă nu protejează tranzistorul T_2 la scurtcircuit, se va prevedea o limitare cu întoarcere. Se utilizează tranzistoare de siliciu. Tipul capsulei circuitului integrat este TO-116.

Varianta de circuit utilizat este cea din fig. 1.20, cu divizarea atît a tensiunii de referinţă cît şi a tensiunii de ieşire.

Pulsaţiile tensiunii redresate se admit — conform relaţiei 2.2 — $u_{r1m}=0{,}8$ V, iar tensiunea de la limita regiunii de saturaţie $U_{CEs}=1$ V. Rezultă

$$U_{CE1min}>U_{CE1s}+u_{r1m}=1+0{,}8=1{,}8\text{ V},$$

şi se adoptă $U_{CE1min}=2{,}6$ V, cu o rezervă de 0,8 V faţă de saturaţie

$$U_{CE2min}>U_{CE2s}=1\text{ V},$$

şi se adoptă cu o rezervă de 0,5 V : $U_{CE2min}=1{,}5$ V. Cu acestea

$$U_{r01min}=U_{smax}+U_{CE1min}+U_{CE2min}+U_{p9}=$$
$$=15+2{,}6+1{,}5+0{,}6=19{,}7\text{ V}.$$

Rezultă apoi cu o cădere relativă $\lambda=0{,}1$

$$U_{r01}=\frac{U_{r01min}}{1-\dfrac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}}(1+\lambda)}=\frac{19{,}7}{1-0{,}1\,(1+0{,}1)}=22{,}1\text{ V},$$

$$U_{r01max}=U_{r01}\left[1+\frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}}(1+\lambda)\right]=22{,}1\,[1+0{,}05\,(1+0{,}1)]\cong 23{,}3\text{ V},$$

$$E_{r01}=U_{r01}\,(1+1{,}5\lambda)=22{,}1\,(1+1{,}5\cdot 0{,}1)=25{,}4\text{ V},$$

$$E_{r01max}=E_{r01}\left(1+\frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}}\right)=25{,}4\,(1+0{,}05)=26{,}7\text{ V}.$$

Rezistenţa de ocolire va fi

$$R_1=\frac{U_{r01max}-U_{smin}}{I_{lim}}=\frac{23{,}3-5}{1{,}075\cdot 1}=17\ \Omega,$$

a cărei putere nominală şi mod de realizare se va stabili ulterior.

Tensiunea pe care trebuie să o suporte tranzistoarele este

$$U_{CE2max} < E_{r01max} - U_{smin} = 26,7 - 5 = 21,7 \text{ V},$$

iar puterile disipate

$$P_{d1max} = \frac{I_{lim}^2 R_1}{4} = \frac{(1,075)^2 \cdot 17}{4} = 4,93 \text{ W},$$

în situația cînd

$$P_{d2} = I_{lim} U_{CE2min} = 1,075 \cdot 1,5 = 1,61 \text{ W}.$$

Rezistențele R_{ir1} și R_{p0} sînt

$$R_{ir1} = \frac{\lambda U_{r01}}{I_{lim}} = \frac{0,1 \cdot 22,1}{1,075} = 2,06 \ \Omega,$$

$$R_{p0} = \frac{U_{p0}}{I_{lim}} = \frac{0,6}{1,075} \cong 0,56 \ \Omega.$$

Cu acestea puterea disipată **maximă** pe tranzistorul T_2 este

$$P_{d2max} = \frac{I_{lim}^2 (R_1 + R_{ir1} + R_{p0})}{4} = \frac{1,075^2 \, (17 + 2,06 + 0,56)}{4} = 5,7 \text{ W}.$$

Se adoptă tranzistoarele de tipul 2N5490 [14], care au următoarele mărimi imită :

$$I_{CMAX} = 7 \text{ A} > I_{lim} = 1,075 \text{ A}$$

$$U_{CE0} = 40 \text{ V} > U_{CE2max} = 21,7 \text{ V},$$

și avînd la $t_{amax} = 30$ °C, $P_{dMAX0} = 2,3$ W vor necesita radiatoare. Ele pot fi utilizate deoarece

$$P_{dMAXr25} \cong 0,35 P_{t0t} = 0,35 \cdot 50 = 17,5 \text{ W},$$

iar la $t_{amax} = 30$ °C

$$P_{dMAXr} = P_{dMAXr25} \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - 25} = 17,5 \frac{175 - 30}{175 - 25} \cong 16,9 \text{ W},$$

care este mai mare decît $P_{d2max} = 5,7$ W.

Pentru cele două tranzistoare se va folosi un radiator comun. Factorul de amplificare minim al acestui tip de tranzistor, la curent de 1 A, rezultă din diagrama din fig. 1.21 și este $\beta_{Mmin} = 55$, iar circuitul integrat βA 723 se poate utiliza deoarece

$$I_{B2max} = \frac{I_{lim}}{\beta_{Mmin}} = \frac{1,075 \cdot 10^3}{55} = 21,4 \text{ mA} \ll 150 \text{ mA}.$$

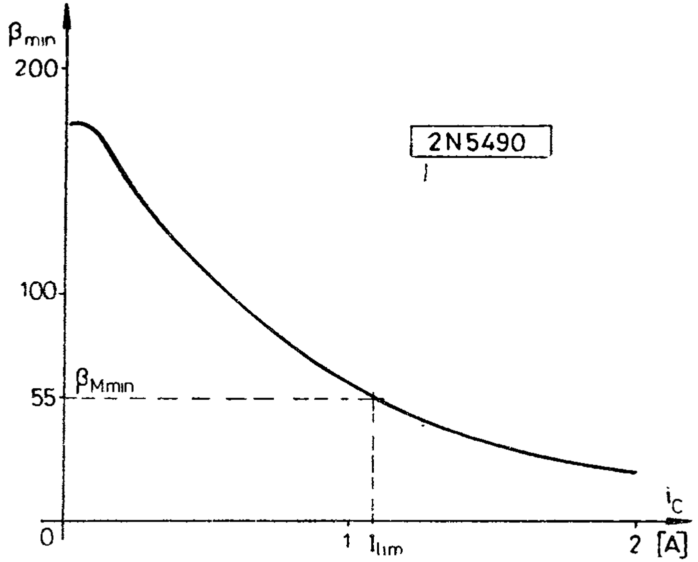


Fig. 1.21. Factorul de amplificare minim al tranzistorului 2 N 5490 în funcție de curentul de colector.

În regim de scurtcircuit

$$P_{d2sc}=I_{lim}\,(U_{smin}-U_{p0})=1{,}075\,(5-0{,}6)=4{,}73\ \text{W}$$

şi deoarece

$$P_{d2sc}=4{,}73\ \text{W} < P_{d1max}+P_2=4{,}93+1{,}61=6{,}54\ \text{W},$$

(radiatorul va fi comun) nu este necesară o protecție prin limitare de curent cu întoarcere.

Curentul de bază maxim al tranzistorului T_1 este

$$I_{B1max}=\frac{1}{\beta_{Mmin}}\left(I_{lim}-\frac{U_{CE1min}}{R_1}\right)=\frac{1}{55}\left(1{,}075-\frac{2{,}6}{17}\right)\cdot 10^3=16{,}7\ \text{mA}.$$

Întrucît protecția cu limitare simplă este eficientă şi la scurtcircuit se poate stabili puterea disipată pe rezistența R_1

$$P_{R1max}=I_{lim}^2 R_1=1{,}075^2\cdot 17=19{,}7\ \text{W}.$$

Rezistența R_1 se poate confecționa din 4 rezistențe de 68 Ω/5 W conectate în paralel.

Este necesar să se utilizeze dioda D_1 deoarece

$$E_{r01max}-U_{smin}-U_{BE1max}-U_{CE2min}=26{,}7-5-1-1{,}5=19{,}2\ \text{V},$$

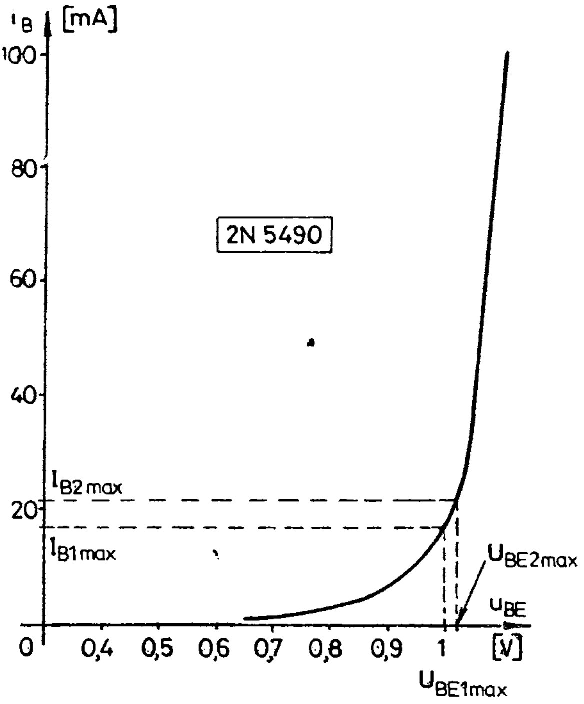


Fig. 1.22. Caracteristica de intrare a tranzistorului 2 N 5490.

care este mai mare decît tensiunea $U_{EB0}=5$ V a tranzistoarelor. Aici U_{BE1max} s-a citit din caracteristica de intrare a tranzistorului (fig. 1.22).

Dioda D_1 poate fi o diodă de siliciu de uz general sau de comutaţie, cu curent invers redus. Întrucît tranzistorul 2N5490 are un curent I_{EB0} de ordinul cîtorva sute de nA, se poate folosi o diodă cu curent $I_R \leqslant 100$ nA. Utilizînd dioda de comutaţie 1N4447 cu $I_R=25$ nA şi tensiunea inversă maximă de 75 V ($>$ 19,2 V), se poate citi din fig. 1.23 tensiunea U_{D1max} la curentul I_{B1max}.

Tensiunea auxiliară va fi deci

$$U_{D2min}=U_{D1max}+U_{BE1max}+U_{CE2min}=0{,}8+1+1{,}5=3{,}3\ \text{V}.$$

Se adoptă o diodă D_2 de tipul PL4V3Z care are la curenţi mici o caracteristică tipică de forma dată în fig. 1.24. Aceasta prezintă o tensiune Zener de 3,3 V la curentul $I_{D2min}=20$ mA. Rezistenţa dinamică a diodei, într-un punct cu curent apropiat de I_{D2min}, este

$$r_{zm}=\frac{\Delta u_z}{\Delta i_z}\cong\frac{100\ \text{mV}}{10\ \text{mA}}=10\ \Omega,$$

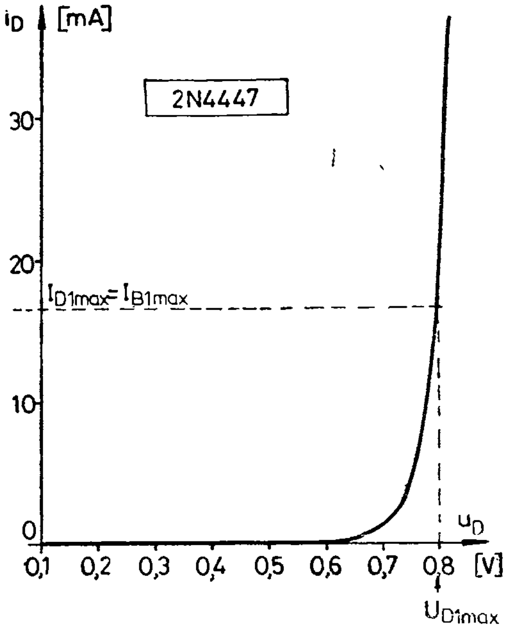


Fig. 1.23. Caracteristica diodei 2 N 4447.

iar la curent mai mare rezistența dinamică este $r_{zM}=7\ \Omega$ [14].

Puterea disipată maximă pe circuitul integrat este

$$P_{dmaxCI} \cong I_{B2max}\,(U_{D2min} - U_{BE2max}) = 21{,}4\ (3{,}3 - 1{,}02) \cong 48{,}6\ \text{mW},$$

cu U_{BE2max} citit din fig. 1.22 la curentul I_{B2max}.

Temperatura maximă a plachetei circuitului integrat va fi

$$t_{jmax} = t_{amax} + P_{dmaxCI} R_{ja} = 30 + 0{,}0486 \cdot 125 = 35\ ^\circ\text{C}.$$

Se remarcă avantajul deosebit al acestui tip de stabilizator în ceea ce privește încărcarea slabă cu putere a circuitului integrat.

Tensiunea U_p exactă va fi acum

$$U_p = 0{,}7 - 1{,}7 \cdot 10^{-3} \cdot 35 = 0{,}64\ \text{V},$$

cu care

$$R_p = \frac{U_p}{I_{lim}} = \frac{0{,}64}{1{,}075} \cong 0{,}595\ \Omega.$$

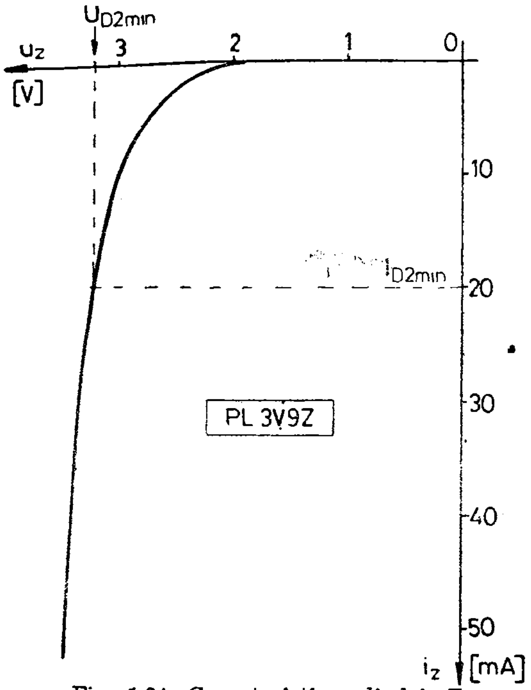


Fig. 1.24. Caracteristica diodei Zener PL3V9Z.

Divizarea tensiunii U_s și a tensiunii U_{ref} se va face ca în fig. 1.13. Se calculează rezistențele divizorului tensiunii U_{ref} cu relațiile 1.80

$$R_2' = U_{intrmax} = 5\ k\Omega,$$

$$R_1' = 7{,}5 - R_2' = 7{,}5 - 5 = 2{,}5\ k\Omega,$$

unde s-a adoptat o tensiune de intrare maximă la amplificatorul de eroare egală cu U_{smin}. Rezistențele se adoptă cu toleranță redusă, de exemplu : $R_1' = 2{,}49\ k\Omega \pm \pm 1\%$ și $R_2' = 4{,}99\ k\Omega \pm 1\%$.

Tensiunea de intrare minimă la amplificator va fi

$$U_{intrmin} = 0{,}905 \cdot 5 = 4{,}52\ V.$$

Rezistențele divizorului de la ieșirea stabilizatorului se calculează cu prima și ultima din relațiile 1.82, deoarece $R_1 = 0$

$$\begin{cases} 0{,}5R_v \parallel (R_2 + 0{,}5R_v) = R'_1 \parallel R'_2 = 1{,}67\ k\Omega \\ \dfrac{R_2}{1{,}2R_v + R_2} = \dfrac{U_{intrmin}}{U_{smax}} = \dfrac{4{,}52}{15} = 0{,}301. \end{cases}$$

Rezultă $R_v = 5\ k\Omega$ (valoare normalizată) și $R_2 = 2{,}58\ k\Omega$ care se adoptă normalizată $R_2 = 2{,}61\ k\Omega \pm 2\%$.

Condensatorul C_e se adoptă de valoarea

$$C_e = (0{,}5 \ldots 1)\ I_{smax}\ [mA] = (0{,}5 \ldots 1)\ 1\,000 = 680\ \mu F,$$

cu tensiunea nominală de 25 V iar C_e se adoptă de 100 nF.

Radiatorul comun pentru cele două tranzistoare se va dimensiona la exemplul de proiectare a unui radiator, în paragraful 6.1 și anume, pentru puterea disipată

$$(\Sigma P_d)_{max} = P_{d1max} + P_{d2} = 6{,}54\ W.$$

Se impune un coeficient de stabilizare $S_{2min} = 13$ și rezultă

$$\frac{R_2 + r_{zm}}{r_{zm}} = 13$$

din care, pentru $r_{zm} = 10\ \Omega$, se obține $R_2 = 120\ \Omega$ (valoare normalizată).

Curentul minim necesar a se asigura prin rezistența R_2 este

$$I_{R2min}=I_{B1max}+I_{R2max}+I_{D2min}=16{,}7+21{,}4+20 \cong 58 \text{ mA}.$$

Tensiunea minimă necesară pentru sursa auxiliară va fi

$$U_{r02min}=U_{D2min}+I_{R2min}R_2=3{,}3+0{,}058\cdot 120=10{,}3 \text{ V}.$$

Tensiunile U_{r02} și U_{r02max} se determină cu relațiile

$$U_{r02}=\frac{U_{r02min}}{1-\frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}}(1+\lambda)}=\frac{10{,}3}{1-0{,}1\,(1+0{,}1)}=11{,}6 \text{ V},$$

$$U_{r02max}=U_{r02}\left[1+\frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}}(1+\lambda)\right]=11{,}6\,[1+0{,}05\,(1+0{,}1)]=12{,}2 \text{ V}.$$

Rezistența dinamică medie a diodei D_2 va fi

$$r_z=\frac{r_{zm}+r_{zM}}{2}=\frac{10+7}{2}=8{,}5\ \Omega.$$

Curentul maxim prin dioda D_2 este

$$I_{D2max}\cong\frac{U_{r02max}-U_{D2min}+r_zI_{D2min}}{R_2+r_z}=\frac{12{,}2-3{,}3+8{,}5\cdot 20\cdot 10^{-3}}{120+8{,}5}\cong 71 \text{ mA}.$$

Se constată că dioda Zener adoptată suportă curentul I_{D2max} deoarece are curentul $I_{zMAX}=240$ mA.

Puterea disipată maximă pe rezistența R_2 va fi

$$P_{dR2max}=I^2_{R2max}\cdot R_2=(0{,}071)^2\cdot 120 \cong 0{,}6 \text{ W}.$$

Se adoptă o rezistență normalizată de 120 Ω/1 W.

1.6. CALCULUL RADIATORULUI PENTRU UN DISPOZITIV SEMICONDUCTOR

Un dispozitiv semiconductor este caracterizat de obicei prin temperatura maximă admisă a joncțiunilor, t_{jMAX}, care este de 75... 85 °C la germaniu și 125...200 °C la siliciu, fiind specificată în catalog pentru fiecare dispozitiv în parte. Temperatura pe care o

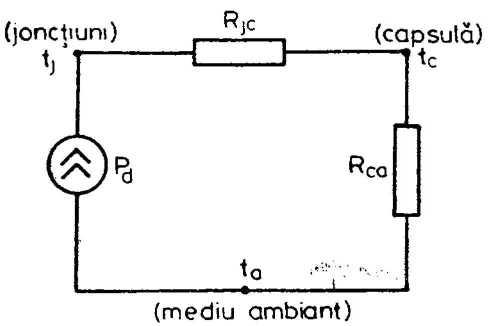


Fig. 1.25. Modelul termic al unui dispozitiv semiconductor.

ating joncțiunile depinde de puterea disipată în dispozitiv și de posibilitățile de răcire prin transmiterea căldurii spre mediul ambiant.

Pentru studierea și calculul comportării termice a dispozitivelor semiconductoare se utilizează un model termic [23], [24], /15/ dat în fig. 1.25. Acesta se obține prin echivalarea fluxului de căldură (caracterizat de puterea disipată P_d) cu un curent electric, a temperaturilor cu potențiale electrice și a rezistențelor termice cu rezistențe electrice. R_{jc} reprezintă rezistența termică între joncțiune și capsula dispozitivului iar R_{ca} – între capsulă și mediul ambiant ; t_j, t_c și t_a reprezintă temperaturile joncțiunii, a capsulei și a mediului. Acest circuit echivalent este valabil pînă la temperaturi ale mediului $t_a = 100$ °C. Rezistențele termice se măsoară în °C/W.

Pentru circuitul electric echivalent celui termic se poate scrie legea lui Ohm

$$t_j - t_a = P_d\,(R_{jc} + R_{ca}). \qquad (1.130)$$

Rezistențele termice ale dispozitivelor semiconductoare de putere medie și mare sînt date direct în cataloage. Uneori se dau însă diagrame $P_{dMAX} = f\,(t_a)$ (fig. 1.26), din care se poate determina rezistența termică totală $R_{jc} + R_{ca}$ cu relația

$$R_{jc} + R_{ca} = \frac{t_2 - t_1}{P_{d1}}. \qquad (1.131)$$

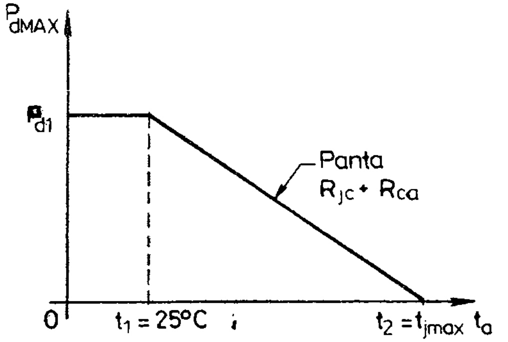


Fig. 1.26. Diagramă tipică a puterii disipate maxime a unui dispozitiv semiconductor în funcție de temperatura mediului.

La dispozitive cu putere disipată maximă de ordinul Waților, R_{jc} este de cîteva unități iar R_{ca} de ordinul zecilor de °C/W [14].

Din relația scrisă pentru circuitul echivalent rezultă

puterea disipată maximă admisă la un dispozitiv fără radiator

$$P_{dMAX0} = \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{R_{jc} - R_{ca}}, \tag{1.132}$$

deoarece trebuie îndeplinită condiția $t_j \leq t_{jMAX}$.

Pentru creșterea valorii puterii disipate maxime este necesar să se reducă rezistența termică totală. Acest lucru este posibil numai prin șuntarea rezistenței R_{ca} (la care este acces) cu o rezistență termică R_{rtot} mai mică (fig. 1.27), ceea ce în practică se realizează cu ajutorul unui radiator. Acesta constă dintr-un corp metalic cu aripioare sau dintr-o placă metalică cu suprafață de răcire mare, care este pus în contact cu capsula dispozitivului semiconductor.

În rezistența termică R_{rtot} trebuie incluse pe lîngă rezistența termică proprie R_{ra} a radiatorului (între locul de contact cu dispozitivul semiconductor și mediu) și rezistențele termice ale izolației electrice R_{iz} (cînd aceasta este necesară) și contactului dintre capsulă și radiator – R_{cr}.

Pentru reducerea rezistenței termice a izolației se utilizează ca material izolator o foiță de mică cu grosimea de 0,1...0,2 mm. Aceasta introduce o rezistență termică de ordinul

$$R_{iz} \cong \frac{275...325}{A_c} [°C/W], \tag{1.133}$$

unde A_c reprezintă aria suprafeței de contact dintre capsulă și radiator în [mm²].

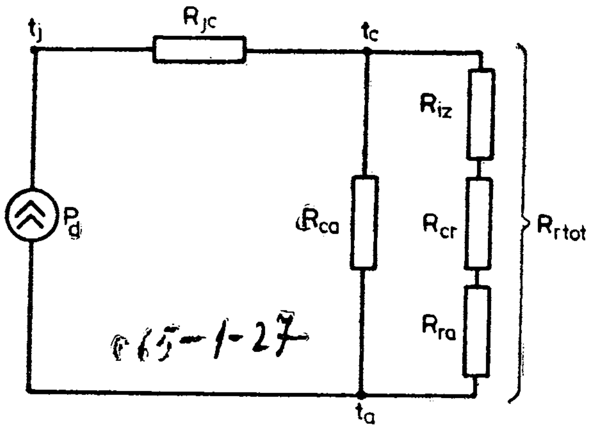


Fig. 1.27. Modelul termic al unui dispozitiv semiconductor cu radiator.

Pentru reducerea rezistenţei termice de contact se prelucrează suprafaţa de contact a radiatorului astfel încît să nu prezinte asperităţi. Este indicat fie să se ungă locul de contact cu vaselină siliconică, fie, dacă există asperităţi, să se interpună o şaibă subţire de plumb. Astfel se reduce rezistenţa termică de contact la o valoare (orientativă)

$$R_{cr} \cong \frac{200\ldots275}{A_c} [°C/W]. \qquad (1.134)$$

Cu acestea se poate scrie rezistenţa termică totală între joncţiune şi mediu

$$R_{ja\,tot} = R_{jc} + R_{ca} \parallel (R_{iz} + R_{cr} + R_{ra}). \qquad (1.135)$$

Fiind impusă puterea disipată P_d pe care trebuie să o suporte dispozitivul semiconductor (montat pe radiator) se poate determina rezistenţa $R_{ja\,tot}$ cu relaţia

$$R_{ja\,tot} = \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{P_d}. \qquad (1.136)$$

În materialul de faţă se prezintă numai calculul suprafeţei radiatoarelor plane, cu dispozitivul semiconductor montat central şi cu răcire naturală.

Suprafaţa necesară a radiatorului plan de formă pătrată, cu dispozitivul semiconductor montat central este [23], [25]

$$S = \frac{650\,k}{R_{ra} - 33\dfrac{\sqrt[4]{k}}{\sqrt{\lambda g}}} [cm^2]. \qquad (1.137)$$

în care: λ reprezintă conductibilitatea termică a metalului în [W/°Cm] (λ=210 pentru aluminiu şi 280 pentru cupru),

g — grosimea plăcii radiatorului în [mm],

k — o constantă ce ţine cont de poziţia şi culoarea radiatorului (de calităţile sale de radiaţie), şi este măsurată în [°Cm²/W].

În tabelul 1.1 se prezintă valoarea constantei k în funcţie de poziţia şi culoarea radiatorului:

Tabelul 1.1

Poziţie	Orizontală		Verticală	
Culoare	naturală (lustruit)	neagră	naturală (lustruit)	neagră
k	1	0,5	0,85	0,43

Înegrirea radiatorului trebuie realizată pe cale chimică și nu prin vopsire. Din tabelul 1.1 rezultă că cele mai eficiente radiatoare sînt cele verticale înegrite și că pentru o putere disipată dată acestea vor avea dimensiunea minimă.

Pentru radiatoare dreptunghiulare, suprafața rezultată din calculul cu relația de mai sus se înmulțește cu un factor de corecție m dat în fig. 1.28 în funcție de raportul laturilor. Și în acest caz dispozitivul semiconductor se consideră montat central.

În cazul realizării unor radiatoare de forme speciale (diferite de forma plană sau plan-îndoit), calculul dimensiunilor radiatorului pe baza rezistenței termice necesare nu este deloc simplu și nici suficient de exact. În cazul unei producții de serie este indicat să se rezolve problema prin măsurare practică.

Pentru marea majoritate a dispozitivelor semiconductoare se dă în catalog puterea disipată maximă admisă în condițiile în care temperatura capsulei este menținută la 25 °C. Această putere este notată cu P_{tot} în cataloage iar în prezenta carte cu $P_{dMAX\infty}$ (putere disipată maximă admisă „cu radiator infinit“). Această putere poate însă să fie suportată practic de dispozitiv numai în cazul răcirii forțate, cînd temperatura capsulei lui se poate coborî la 25 °C. În cazul răcirii naturale este imposibil acest lucru. Din păcate cataloagele nu prezintă date despre puterea disipată maximă admisă cu răcire naturală și anumite suprafețe de radiator care este situația cea mai des întîlnită în aplicațiile practice. Orientativ,

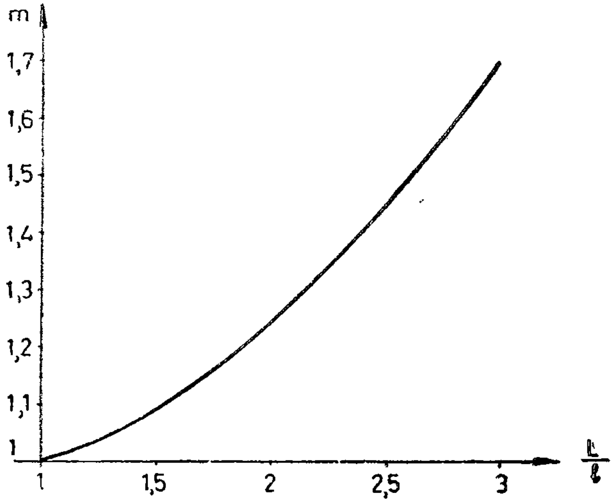


Fig. 1.28. Diagrama de corecție a valorii suprafeței radiatorului dreptunghiular.

un dispozitiv semiconductor poate fi utilizat cu radiator plan de dimensiuni acceptabile și răcire naturală (asigurată prin deschideri corespunzătoare în carcasele aparatelor) la $t_{amax}=25$ °C dacă puterea disipată pe dispozitiv nu depășește valoarea

$$P_{dMAXr25}=0,35...0,4\ P_{dMAX\infty}. \qquad (1.138)$$

Pentru radiatoare cu aripioare coeficientul din această relație poate fi mai mare.

Pentru diferite temperaturi maxime ale mediului se poate corecta puterea P_{dMAXr} cu o diagramă de forma dată în fig. 1.26 sau cu relația

$$P_{dMAXr}=P_{dmaxr25}\frac{t_{jMAX}-t_{amax}}{t_{jMAX}-25}. \qquad (1.139)$$

Dacă viteza de variație a căldurii evacuate nu este mai mare decît viteza de variație a căldurii generate într-un dispozitiv semiconductor poate să apară un proces termic cumulativ denumit „ambalare termică", ce conduce în final la depășirea temperaturii t_{jMAX} și la deteriorarea dispozitivului [25], [26]. Stabilitatea termică a unui dispozitiv semiconductor depinde și de circuitul electric în care acesta este conectat. Analiza ei este o problemă dificilă.

DATE INIȚIALE

Pentru dimensionarea radiatorului unui dispozitv semiconductor sînt necesare următoarele date inițiale:

– puterea disipată maximă pe care trebuie să o suporte dispozitivul: P_{dmax},

– temperatura maximă admisă a joncțiunilor dispozitivului: t_{jMAX},

– puterea disipată maximă admisă cu radiator infinit (sau totală): $P_{dMAX\infty}$ (P_{tot}),

– rezistențele termice: R_{jc}, R_{ca} [°C/W],

– temperatura maximă a mediului ambiant: t_{amax},

– condiții de răcire și informații despre radiator: poziția radiatorului, culoarea și materialul.

CALCULUL RADIATORULUI

a) Se determină puterea disipată maximă admisă de dispozitivul fără radiator cu relația 1.132 și se verifică îndeplinirea condiției:

$$P_{dmax}\leqslant P_{dMAX0}, \qquad (1.140)$$

în care caz nu este necesar radiator. Dacă această condiție nu este îndeplinită trebuie prevăzut radiator.

b) Se determină puterea maximă admisă la $t_a=25$ °C de către dispozitivul cu radiator, cu răcire naturală, din relația 1.138 și se corectează această putere pentru temperatura t_{amax} impusă în enunț cu relația 1.139. Apoi se verifică îndeplinirea condiției:

$$P_{dmax} \leqslant P_{dMAXr} \tag{1.141}$$

cînd are sens să se calculeze radiatorul. În caz contrar este necesară fie o răcire forțată, fie adoptarea unui dispozitiv de putere mai mare.

c) Se determină rezistența termică totală cu relația 1.136 în care se folosește puterea P_{dmax}.

d) Se stabilește rezeistența R_{ra} cu relația

$$R_{ra}=\frac{R_{ca}(R_{jatot}-R_{jc})}{R_{ca}-(R_{jatot}-R_{jc})}-(R_{iz}+R_{cr}). \tag{1.142}$$

Obținerea unei valori negative pentru R_{ra} (posibilă în special cînd se folosește izolație între capsula dispozitivului și radiator) arată că tipul de dispozitiv adoptat nu poate fi folosit din cauza posibilităților slabe de evacuare a căldurii.

e) Se determină suprafața necesară a radiatorului cu relația 1.137 adoptîndu-se grosimea tablei între 1...4 mm — mai mică pentru puteri reduse.

f) În cazul impunerii unei forme dreptunghiulare pentru radiator este necesar să se multiplice suprafața S rezultată la punctul e cu factorul de corecție m citit în fig. 1.28.

Dacă suprafața radiatorului rezultă de valoare ridicată (sute de cm^2), se va încerca creșterea grosimii tablei. Pentru cazul cînd gabaritul radiatorului nu este acceptabil este necesar să se utilizeze radiatoare cu aripioare a căror dimensionare nu este prezentată aici, sau un dispozitiv semiconductor de putere mai mare.

EXEMPLU DE CALCUL

Se va dimensiona radiatorul comun pentru cele două tranzistoare 2N5490 de la exemplul de proiectare din paragraful 1.5 avînd $(\Sigma P_d)_{max}=6{,}54$ W, ținînd însă cont că pe un tranzistor apare puterea disipată maximă de 5,7 W iar pe celălat — 4,93 W, că dispozitivul se consideră izolat față de radiator (T_1 trebuie să fie izolat). Tranzistoarele au $t_{jMAX}=175$ °C, $R_{cr}=3$ °C/W, $R_{iz}=3{,}5$ °C/W. Se dă $t_{amax}=30$ °C. Se va folosi radiator de aluminiu lustruit vertical.

Puterea disipată maximă fără radiator a unui tranzistor de acest tip este

$$P_{dMAX0}=\frac{t_{jMAX}+t_{amax}}{R_{jc}+R_{ca}}=\frac{175-30}{2{,}5+60}\cong 2{,}3 \text{ W} < 4{,}93 \text{ și } 5{,}7 \text{ W}.$$

Prin urmare este necesar să se utilizeze radiator.

Puterea disipată maximă cu radiator cu răcire naturală la $t_a=25\ °C$ este

$$P_{dMAXr25} \cong 0{,}35\ P_{dMAX\infty}=0{,}35\cdot 50=17{,}5\ W,$$

iar pentru $t_{amax}=30\ °C$

$$P_{dMAXr}=P_{dMAXr25}\ \frac{t_{jMAX}-t_{amax}}{t_{jMAX}-25}=17{,}5\ \frac{175-30}{175-25}=16{,}9 > 4{,}93 \text{ şi } 5{,}7\ W.$$

Rezistenţa termică totală necesară (cu radiator) va fi

$$R_{jatot}=\frac{t_{jMAX}-t_{amax}}{(\Sigma P_d)_{max}}=\frac{175-30}{6{,}54}=21{,}8\ °C/W.$$

Rezistenţa termică a radiatorului rezultă

$$R_{ra}=\frac{R_{ca}\,(R_{jatot}-R_{jc})}{R_{ca}-(R_{jatot}-R_{jc})}-(R_{iz}+R_{cr})=\frac{60\ (21{,}8-2{,}5)}{60-(21{,}8-2{,}5)}-$$

$$-(3{,}5+3)=21{,}9\ °C/W.$$

(Rezistenţele R_{cr} şi R_{iz} se pot calcula cu relaţiile 1.133 şi 1.134 ştiind că aria de contact a tranzistorului 2N5490 este de cca 85 mm^2.)

Se consideră radiatorul din tablă de aluminiu de 1 mm grosime, pătrat, plan, cu cele două tranzistoare montate în apropierea centrului. Deci

$$S=\frac{650k}{R_{ra}-33\,\frac{\sqrt[4]{k}}{\sqrt{\lambda g}}}=\frac{650\cdot 0{,}85}{21{,}9-33\,\frac{\sqrt[4]{0{,}85}}{\sqrt{210\cdot 1}}}=28{,}2\ cm^2.$$

Pentru siguranţă se măreşte suprafaţa la 32 cm^2.

Dacă montajul impune un radiator dreptunghiular (pentru ca înălţimea lui să fie redusă) se măreşte suprafaţa S cu factorul m corespunzător, citit din fig. 1.28.

Dimensiunea redusă a radiatorului subliniază avantajul sursei stabilizate de tipul prezentat în paragraful 1.5 /20/.

CAPITOLUL 2

PROIECTAREA ALIMENTATOARELOR MONOFAZATE DE PUTERE REDUSĂ

Ţinînd cont de faptul că în prezent majoritatea alimentatoarelor pentru aparatura electronică se realizează cu redresor cu filtru capacitiv, urmat eventual de stabilizator de tensiune sau de un al doilea filtru rezistenţă - capacitate, în cartea de faţă se prezintă numai proiectarea unui astfel de alimentator. Generalizarea filtrului capacitiv este susţinută de producerea în ţară a condensatorului electrolitic de capacitate mare [10].

Proiectarea unui alimentator include calculul circuitului redresor, calculul transformatorului de reţea şi eventual calculul radiatorului pentru diodele redresoare.

2.1. PROIECTAREA CIRCUITULUI REDRESOR

DATE INIŢIALE

Datele iniţiale pentru calculul redresorului sînt în general următoarele :

— curentul mediu redresat maxim sau curentul continuu maxim consumat de sarcină (la tensiunea de reţea nominală) : I_{r0} ;

– tensiunea medie redresată sau tensiunea continuă pe sarcină (la curentul I_{r0}) : U_{r0} ;

– căderea relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului (cînd aceasta este impusă deja de la calculul stabilizatorului de tensiune) : λ ;

– pulsația tensiunii redresate, exprimată prin amplitudinea componentei fundamentale a pulsațiilor (egală aproximativ cu amplitudinea pulsației nesinusoidale — 1/2 din pulsația vîrf la vîrf — și impusă deja la calculul stabilizatorului de tensiune sau adoptată prin analiza pretențiilor sarcinii) : u_{r1m} ;

– creșterea procentuală posibilă a tensiunii rețelei : $100 \cdot \Delta E_1/E_1$ (de obicei 5...10%) ;

– pulsația tensiunii pe sarcină, după filtrul *RC* (în cazul în care se folosește un astfel de filtru) : u_{s1m}.

La stabilirea curentului I_{r0} trebuie ținut cont că, în cazul utilizării după redresor a unui stabilizator de tensiune cu element de reglare serie cu protecție la supracurent, curentul maxim pe care trebuie să-l furnizeze redresorul este curentul la care acționează protecția (I_{lim}=1,05...1,10 I_{smax}) și care nu se modifică la creșterea tensiunii rețelei peste valoarea nominală. În cazul folosirii unui stabilizator cu element de reglare serie fără limitare de curent

$$I_{r0}=I_{smax}.$$

În celelalte cazuri (inclusiv în cazul cînd după redresor urmează un stabilizator cu diodă Zener), deoarece tensiunea redresată U_{r0} crește cu același procent ca și tensiunea rețelei E_1, curentul I_{r0} crește și el cu același procent. De această creștere se va ține cont în calculele ce urmează.

În mod obișnuit, căderea relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului, definită

$$\lambda=\frac{I_{r0}R_{ir}}{U_{r0}}, \tag{2.1}$$

se adoptă între 0,1...0,2 (adică 10...20%) [2]. Aici R_{ir} reprezintă rezistența internă a redresorului cu filtru.

Pulsațiile tensiunii redresate pot fi stabilite plecînd de la sarcină și ținînd cont de eventuala reducere a lor de către stabilizatorul de tensiune sau de un filtru rezistență — capacitate. O valoare obișnuită a tensiunii u_{r1m}, pentru care nu rezultă un condensator de filtraj cu capacitate exagerată, este dată de relația

$$u_{r1m}=\gamma U_{r0}=(0,04...0,1)\ U_{r0}, \tag{2.2}$$

valorile mai mici ale factorului γ corespunzînd unor curenţi de sarcină de ordinul sutelor de mA, iar valorile mai mari – unor curenţi de ordinul amperilor. Pentru domeniul tensiunilor uzuale, în circuitele electronice (5–20 V) rezultă u_{r1m}=0,2...0,8 V la curenţi mici de sarcină şi 0,4...2 V la curenţi de ordinul amperilor.

În cazul utilizării unui filtru *RC* suplimentar la ieşirea redresorului (nu se utilizează stabilizator) pulsaţiile pe sarcină, u_{s1m}, se stabilesc fie din analiza pretenţiilor sarcinii, fie pe baza tabelului dat în [3], care recomandă factorul de pulsaţii pentru anumite cazuri:

– alimentarea etajelor de semnal mic: $\gamma=(1...3)\,10^{-4}$,

– alimentarea etajelor de semnal mare de audiofrecvenţă: $\gamma=(0,5...1)\,10^{-3}$,

– alimentarea etajelor finale în contratimp de audiofrecvenţă: $\gamma=(0,5...3)\,10^{-2}$.

În cazul cînd redresorul este urmat de stabilizator, tensiunea U_{r0} este determinată la calculul stabilizatorului, iar în cazul folosirii unui filtru rezistenţă – capacitate se va adăuga la tensiunea continuă cerută de sarcină – căderea de tensiune pe rezistenţa filtrului (admisă de 10...20% din tensiunea necesară pe sarcină).

Redresoarele monofazate cu filtru capacitiv se pot realiza în bune condiţiuni pentru curenţi pînă la ordinul 5...10 A. Pentru valori mai ridicate trebuie admise pulsaţiile mai mari, pentru ca să nu rezulte condensatoare de filtraj exagerat de mari. Admiterea unor pulsaţii mari, în cazul cînd redresorul este urmat de un stabilizator de tensiune conduce la creşterea valorii medii a tensiunii redresate necesare şi a puterii disipate pe elementul de reglare al stabilizatorului.

ADOPTAREA CIRCUITULUI REDRESOR

Pentru redresoarele monofazate există posibilitatea de alegere între cele trei variante: redresor monoalternanţă, bialternanţă cu punct de nul, bialternanţă în punte (fig. 2.1). În tabelul 2.1 se prezintă comparativ unele caracteristici ale celor trei tipuri de redresoare considerînd că se realizează aceeaşi tensiune (cu aceleaşi pulsaţii) şi acelaşi curent de sarcină.

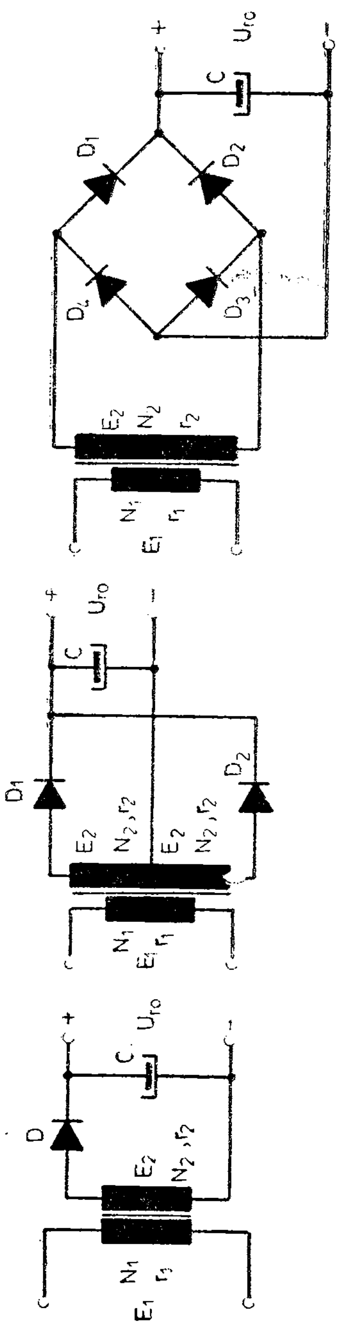


Fig. 2.1. Circuitele redresoare monofazate.

În acest tabel nu au fost considerate pierderile în miezul transformatorului și nici curentul de magnetizare (de mers în gol). Ar mai trebui semnalată dificultatea de a realiza două înfășurări secundare identice pentru redresorul bialternanță cu punct de nul.

Pe baza acestui tabel (care include valori medii ale unor caracteristici) se pot vedea avantajele și dezavantajele celor trei circuite principale de redresoare. Redresorul în punte are în ansamblu caracteristici mai bune: un singur secundar (cu diametrul conductorului însă ceva mai mare), un miez de fier cu secțiune mai mică, diode cu tensiune inversă maximă mai redusă (însă numărul de diode este mai mare).

ADOPTAREA PROVIZORIE A DIODELOR REDRESOARE

Pînă la determinarea prin calcul a tuturor parametrilor circuitului redresor este necesar să se anticipeze tipul diodelor redresoare. Diodele se adoptă pe baza următoarelor date:

— tensiunea inversă maximă

$$V_{RRM} > 3U_{r0} \qquad (2.3)$$

pentru redresoare monoalternanță și bialternanță cu punct de nul și

$$V_{RRM} > 1{,}5U_{r0} \qquad (2.4)$$

pentru redresoare în punte;

— curentul mediu redresat maxim:

$$I_0\,(I_{FAV} > \frac{I_{r0max}}{m}, \qquad (2.5)$$

Tabelul 2.1

Caracteristici \ Tip redresor	Monoalternanță	Bialternanță cu punct de nul	Bialternanță în punte
Număr de diode	1	2	4
Tensiunea inversă maximă a diodelor	$3U_{r0}$	$3U_{r0}$	$1{,}5U_{r0}$
Curent de vîrf repetitiv prin diode	$8I_{r0}$	$4I_{r0}$	$4I_{r0}$
Curent mediu maxim prin diode	I_{r0}	$0{,}5I_{r0}$	$0{,}5I_{r0}$
Număr de înfășurări secundare a transformatorului de rețea	1	2	1
Diametrul conductorului din primarul transformatorului	$1{,}15d_1$	d_1	d_1
Diametrul conductorului din secundarul transformatorului	$1{,}41d_2$	d_2	$1{,}19d_2$
Secțiunea miezului transformatorului	$1{,}11S_{Fe}$	$1{,}05S_{Fe}$	S_{Fe}
Capacitatea condensatorului de filtraj	$2{,}3C$	C	C

unde m este numărul de alternanțe redresate, iar I_{r0max} este același cu I_{r0} (egal cu I_{smax} sau I_{lim}) în cazul unui redresor urmat de un stabilizator de tensiune cu element de reglare serie, sau

$$I_{r0max}=\left(1+\frac{\Delta E_1}{E_1}\right)U_{r0} \tag{2.6}$$

în celelalte cazuri,

— curentul de vîrf repetitiv maxim

$$I_{FRM}>8\frac{I_{r0max}}{m}. \tag{2.7}$$

După stabilirea diodei cu datele de mai sus, mai trebuie extrasă din catalog mărimea I_{FSM} (curentul de suprasarcină maxim) iar din caracteristica tensiune curent a diodei, liniarizată începînd din zona curentului de vîrf repetitiv $i_{Dm}=8I_{r0max}/m$ (fig. 2.2) se determină mărimile U_{D0} și rezistența dinamică r_d

$$r_d=\frac{u_{Dm}-U_{D0}}{i_{Dm}}. \tag{2.8}$$

În anexa 1 sînt date cîteva caracteristici de diode redresoare mai frecvent utilizate în redresoarele de putere mică.

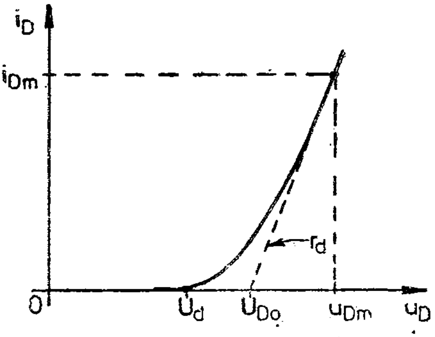


Fig. 2.2. Liniarizarea caracteristicii unei diode redresoare.

CALCULUL CIRCUITULUI REDRESOR ŞI AL FILTRULUI CAPACITIV

Calculul circuitului redresor are la bază metoda prezentată în [1] şi modificată conform /5/, /7/, /9/. În principal, contribuţia autorului cărţii la calculul redresorului cu filtru capacitiv constă în legarea acestuia de calculul stabilizatorului de tensiune prin mărimea λ, găsirea relaţiei dintre rezistenţele interne ale redresorului cu şi fără filtru, scurtarea calculului prin eliminarea mărimii A (folosită în [1]).

Calculul circuitului redresor include astfel următoarele etape :

a) Determinarea amplitudinii tensiunii din secundarul transformatorului în gol cu relaţia /9/

$$e_{2m} \cong U_{r0}(1+1{,}5\lambda)+pU_d, \tag{2.9}$$

unde U_d reprezintă tensiunea de deschidere a diodei avînd valoarea de cca 0,1 V pentru germaniu şi 0,4 V pentru siliciu, iar p este numărul de diode în serie (la punte $p=2$). Din tensiunea e_{2m} rezultă valoarea efectivă a tensiunii secundarului transformatorului în gol

$$E_2=\frac{e_{2m}}{\sqrt{2}}. \tag{2.10}$$

b) Considerînd ([1], /5/) că tensiunea pe sarcină (deci pe condensatorul de filtraj) este constantă (adică neglijînd pulsaţiile tensiunii redresate), prin dioda redresoare trece curent numai într-un interval 2θ în care $e_2 > U_{r0}+pU_{D0}$, ca în fig. 2.3. Unghiul 2θ se numeşte „unghi de deschidere a diodei". Semiunghiul de deschidere se poate determina prin relaţia

$$U_{r0}+pU_{D0}=e_{2m}\cos\theta=$$
$$=\sqrt{2}E_2\cos\theta. \tag{2.11}$$

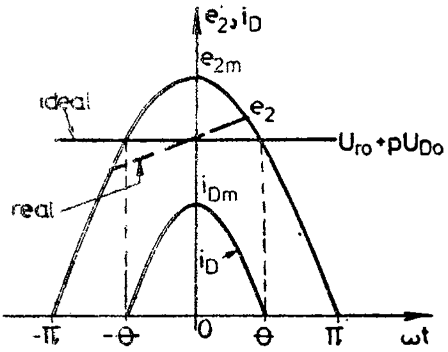


Fig. 2.3. Modul de aproximare a formei curentului prin dioda redresoare.

Se poate evita însă folosirea unghiului θ [1] prin folosirea mărimii

$$B=\frac{1}{\sqrt{2}\cos\theta}=\frac{E_2}{U_{r0}+pU_{D0}}. \tag{2.12}$$

B	*F*	*D*	*H*		θ
			m=1	*m*=2	[*rad*]
0,800	9,86	2,81	80,4	75	0,480
0,825	8,87	2,66	113	103	0,534
0,850	8,06	2,54	154	139	0,588
0,875	7,63	2,46	185	164	0,622
0,900	7,13	2,38	232	203	0,666
0,925	6,79	2,33	275	236	0,700
0,950	6,57	2,29	308	262	0,724
0,975	6,28	2,24	361	302	0,758
1,000	6,09	2,20	403	333	0,782

Mărimea *B* se calculează din raportul tensiunilor (relația 2.12) și apoi, în funcție de aceasta, din tabelul 2.2 sau din grafic (figura 2.4) se extrag mărimile *F*, *D*, *H*, utilizate în continuare la calculul unor caracteristici importante ale circuitului redresor [1], /5/. Acestea sînt funcții complicate de θ și au relațiile deduse în [1]. Pentru valori ale mărimii *B* cuprinse între cele date în tabel se poate aplica o interpolare liniară.

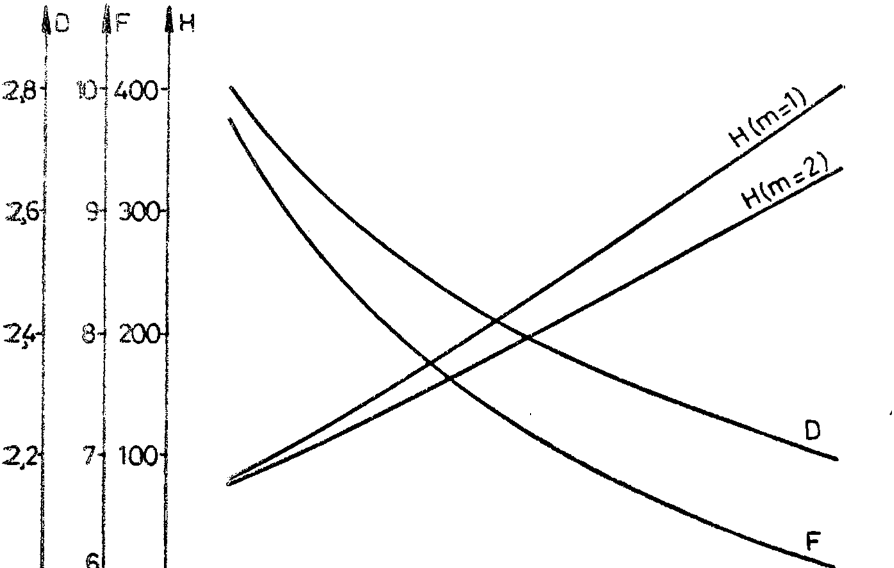


Fig. 2.4. Diagramele mărimilor utilizate la calculul redresorului.

c) Se calculează curentul de vîrf repetitiv

$$i_{Im} = \frac{I_{r0max}}{m} F, \qquad (2.13)$$

care trebuie să fie mai mic decît I_{FRM} al diodei adoptate.

În caz contrar, calculul se reia pentru o diodă cu curent de vîrf repetitiv mai mare.

d) Calculul curentului efectiv maxim printr-o diodă redresoare

$$I_{Defm} = \frac{I_{r0max}}{m} D, \qquad (2.14)$$

care pentru redresorul monoalternanță și bialternanță cu punct de nul reprezintă și curentul efectiv prin secundarul transformatorului

$$I_2 = I_{Defm}. \qquad (2.15.\ a)$$

Pentru redresorul bialternanță în punte:

$$I_2 = \sqrt{2}\ I_{Defm} \qquad (2.15.\ b)$$

e) Determinarea capacității condensatorului de filtraj necesar pentru obținerea pulsațiilor impuse cu relația

$$C = \frac{U_{r0} + pU_{D0}}{R_r u_{r1m}} H \quad [\mu F],\ [\Omega], \qquad (2.16)$$

unde R_r este rezistența internă a redresorului fără filtru [6] (figura 2.5). Întrucît s-a impus λ ca dată de proiectare, conform relației 2.1, rezultă

$$R_{ir} = \frac{\lambda U_{r0}}{I_{r0}}, \qquad (2.17)$$

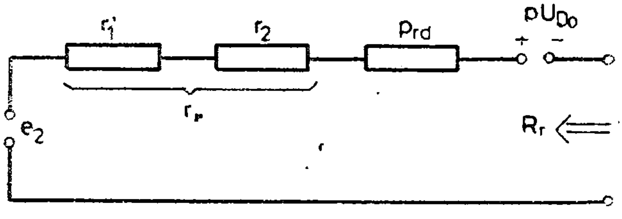


Fig. 2.5. Circuitul echivalent al unui redresor fără filtru.

iar din aceasta, cu ajutorul relației dată în /5/, /7/, se obține rezistența R_r

$$R_r=0{,}583\, mR_{ir}\sqrt{\frac{I_{r0max}R_{ir}}{e_{2m}}}. \tag{2.18}$$

Cu aceasta se poate calcula capacitatea C pentru care se va adopta [10] o valoare normalizată imediat superioară celei calculate. Condensatorul necesar este de tip electrolitic și aduce cu el o serie de dezavantaje [11]. Se poate ține eventual cont de toleranța negativă a acestui condensator.

Tensiunea nominală a condensatorului electrolitic trebuie să depășească valoarea tensiunii maxime în gol a redresorului

$$U_{r0max}=(e_{2m}-pU_d)\left(1+\frac{\Delta E_1}{E_1}\right), \tag{2.19}$$

ținînd cont de creșterea tensiunii rețelei peste valoarea nominală. Curentul ondulatoriu admis de condensator trebuie să fie mai mare decît $i_{Dm}/2$.

Cînd redresorul este utilizat pentru alimentarea unor circuite în care apar comutări rapide ale curentului, condensatorul electrolitic trebuie completat cu un condensator ceramic de valoare cît mai mare (100 nF).

Ținînd cont că un condensator electrolitic prezintă o toleranță pozitivă de +(50...100)%, la realizarea redresorului se pot obține tensiuni U_{r0} cu cîteva procente mai ridicate și pulsații mai reduse decît cele impuse.

f) Calculul curentului de suprasarcină nonrepetitiv care apare la conectarea redresorului la rețea. Întrucît diagramele date în [2] și [3] în acest scop sînt prea complicate, s-a dedus pe baza lor o relație aproximativă pentru curentul de suprasarcină în cazul cel mai defavorabil:

$$i_{Ds}=\frac{(1{,}8\ldots2)\,10^6}{\omega H}\,\frac{I_{r0max}}{m}, \tag{2.20}$$

în care ω este pulsația rețelei ($2\pi f=314$), factorul 1,8 se folosește pentru redresor bialternanță, iar factorul 2 se folosește pentru redresor monoalternanță. Acest curent trebuie să fie mai mic decît I_{FSM}, în caz contrar dioda adoptată provizoriu se înlocuiește cu alta de curent mai mare. Mai există, de asemenea, soluția de a se mări λ sau de a se introduce în serie cu secundarul transformatorului o rezistență suplimentară [12]. În acest caz calculul trebuie reluat de la început.

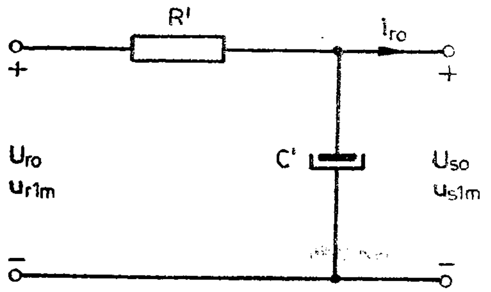


Fig. 2.6. Filtru *RC*.

În cazul în care i_{D_t} rezultă foarte apropiat de I_{FSM}, se mai verifică și durata impulsului de curent prin diodă în cazul cînd condensatorul are capacitatea maximă

$$t_i = \left(1 + \frac{t_p}{100}\right) R_r C, \qquad (2.21)$$

(unde t_p este toleranța pozitivă maximă, în procente, a condensatorului de filtraj) care nu trebuie să depășească 10 ms (timp în care dioda suportă curentul I_{FSM}).

g) Pentru calculul transformatorului este necesar să se precizeze rezistența totală a acestuia (văzută din secundar)

$$r_T = r_1' + r_2 = R_r - pr_d. \qquad (2.22)$$

h) În cazul cînd nu se folosește stabilizator de tensiune și la ieșirea redresorului nu se pot obține cu filtru capacitiv pulsații $u_{r1m} \leqslant u_{s1m}$ cum pretinde sarcina, se intercalează un filtru suplimentar *RC* (fig. 2.6). Dimensionarea acestui filtru se face astfel. Rezistența se determină din căderea de tensiune continuă admisă pe ea la stabilirea tensiunii necesare U_{r0} (de obicei 10–20% din U_{s0})

$$R' = \frac{U_{r0} - U_{s0}}{I_{r0}} \qquad (2.23)$$

iar condensatorul din condiția aproximativă de divizare a pulsațiilor

$$C' \cong \frac{u_{r1m}}{u_{s1m}} \frac{1}{m\omega R'}, \qquad (2.24)$$

în care raportul celor două tensiuni se numește „factor de netezire". Și acest condensator electrolitic trebuie completat cu unul ceramic de valoare mare pentru decuplarea la frecvențe mari (la impulsuri).

Se determină apoi puterea disipată maximă de rezistența R' (la curentul I_{r0max}) pentru adoptarea puterii nominale a acesteia.

i) În cazul folosirii unor diode redresoare cu radiator, diode care au curentul I_0 sensibil mai mare decît I_{r0max}/m, nu este obligatorie utilizarea radiatorului livrat de producătorul diodelor și se poate dimensiona un radiator plan corespunzător. Pentru aceasta

este necesar să se calculeze puterea disipată medie pe o diodă redresoare

$$P_{dmed}=U_{D0}\frac{I_{r0max}}{m}+I^2_{Defm}r_d. \tag{2.25}$$

Calculul radiatorului plan este prezentat în paragraful 1.6, fiind valabil și în cazul diodelor.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va calcula un cicuit redresor cu datele: $I_{r0}=180$ mA, $U_{r0}=21$ V, $\lambda=0,15$, $u_{r1m}\leqslant 0,7$ V, care va fi urmat de un stabilizator de tensiune cu element de reglare serie. Se cunoaște 100 $\Delta E_1/E_1=8\%$.

În scopul realizării unor pulsații reduse cu ajutorul unui condensator de filtraj de dimensiuni reduse este indicată adoptarea unui redresor bialternanță. Presupunem că se utilizează un redresor cu punct de nul.

Pentru adoptarea diodei se calculează

$$U_{imax}=3U_{r0}=3\cdot 21=63 \text{ V},$$

$$I_{0max}=\frac{I_{r0}}{m}=\frac{0,18}{2}=0,09 \text{ A}, \quad (I_{r0max}+I_{r0}),$$

$$i_{Dmmax}=8\frac{I_{r0}}{m}=8\frac{0,18}{2}=0,72 \text{ A}.$$

Din tabelul cu diode redresoare se alege dioda F087 de siliciu cu datele

$$V_{RRM}=80 \text{ V} > 63 \text{ V}, \quad I_{r0}=0,75 \text{ A} > 0,09 \text{ A},$$

$$I_{FRM}=4 \text{ A} > 0,72 \text{ A}.$$

Caracteristica diodei se liniarizează ducînd o tangentă în punctul cu curent de ordinul i_{Dm} (fig. 2.7). Se calculează rezistența dinamică a diodei

$$r_d=\frac{\Delta u_D}{\Delta i_D}=\frac{U_{Dm}-U_{D0}}{i_{Dm}}=\frac{0,85-0,67}{0,72}=0,25\Omega.$$

Amplitudinea tensiunii din secundarul transformatorului în gol va fi

$$e_{2m}\cong U_{r0}(1+1,5\lambda)+U_d=21(1+1,5\cdot 0,15)+0,4=26,1 \text{ V},$$

iar valoarea ei efectivă

$$E_2=\frac{e_{2m}}{\sqrt{2}}\cong 18,5 \text{ V}.$$

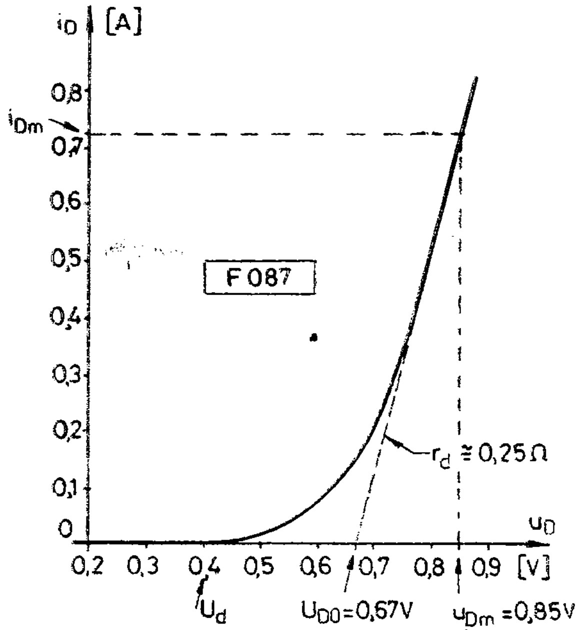


Fig. 2.7. Caracteristica diodei F 087.

Cu aceasta se determină mărimea B

$$B=\frac{E_2}{U_{r0}+U_{D0}}=\frac{18,5}{21+0,67}=0,854,$$

pe baza căreia, din diagrama dată în fig. 2.4 sau tabelul 2.2 se obțin mărimile de calcul

$$F\cong 8,\quad D\cong 2,53,\quad H=142.$$

Cu acestea, se determină

$$i_{Dm}\ \frac{I_{r0}}{m}F=\frac{0,18}{2}8=0,72\text{ A}<I_{FRM}=4\text{ A},$$

$$I_{Def}=I_2=\frac{I_{r0}}{m}\ D=\ \frac{0,18}{2}\ 2,53=0,228\text{ A},$$

iar pentru calculul condensatorului de filtraj se determină

$$R_{ir}=\frac{\lambda U_{r0}}{I_{r0}}=\frac{0,15\cdot 21}{0,18}=17,5\ \Omega,$$

$$R_r=0,583\ mR_{ir}\sqrt{\frac{I_{r0}R_{ir}}{e_{2m}}}=0,583\cdot 2\cdot 17,5\sqrt{\frac{0,18\cdot 17,5}{26,1}}\cong 7,1\ \Omega.$$

Cu acestea

$$C=\frac{U_{s0}+U_{D0}}{R_r u_{r1m}}H=\frac{21,67}{7,1\cdot 0,7}142=619\ \mu F.$$

Fiind necesar un condensator din categoria celor de mare capacitate [10] care au o toleranță negativă de 10 %, cu o tensiune nominală ce depășește valoarea

$$U_{r0max}=\left(1+\frac{\Delta E_1}{E_1}\right)(e_{2m}-pU_d)\doteq 1,08\ (26,1-0,4)=27,8\ V$$

și cu un curent ondulatoriu mai mare de 0,72/2 = 0,36 A. se adoptă un condensator de 680 μF/40 V (curent ondulatoriu 903 mA), tip EG74.74.

Curentul de suprasarcină prin diodă va fi în cazul cel mai defavorabil

$$i_{Dsmax}=\frac{1,8\cdot 10^6}{\omega H}\frac{I_{r0}}{m}=\frac{1,8\cdot 10^6\cdot 0,18}{314\cdot 142\cdot 2}=3,64\ A<I_{FSM}=30\ A.$$

Prin urmare dioda adoptată provizoriu corespunde și poate fi utilizată.

Rezistența totală a transformatorului de rețea

$$r_T=R_r-r_d=7,1-0,25=6,85\Omega.$$

Dioda de tipul F087 nu necesită radiator.

2.2. PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI DE REȚEA

DATE INIȚIALE

Datele de plecare la calculul transformatorului de rețea pentru un alimentator sînt în general următoarele:

– tensiunea efectivă din primar: E_1, de obicei 220 V,

– creșterea procentuală posibilă a tensiunii rețelei: $100\frac{\Delta E_1}{E_1}$ (de obicei 5...10%),

– tensiunea efectivă în fiecare înfășurare secundară (dacă sînt mai multe): E_{2i} $(i=1,2,...)$ în [V].

– curentul efectiv maxim în fiecare înfășurare secundară: I_{2i} în [A] (la tensiunea E_{2imax}),

– rezistența totală a transformatorului: r_{Ti} pentru fiecare înfășurare secundară.

a) Se determină puterea aparentă maximă necesară în fiecare circuit secundar (incluzînd şi pierderile în înfăşurări prin folosirea tensiunii efective în gol)

$$P_{2i}=\left(1+\frac{\Delta E_1}{E_1}\right)E_{2i}I_{2i}\ (i=1,\ 2\ \ldots)\ [\mathrm{VA}] \tag{2.26}$$

şi puterea aparentă totală din secundare

$$P_2=\sum_{i=1}^{n}P_{2i}. \tag{2.27}$$

Pentru un redresor bialternanţă cu punct de nul puterea P_{2i} se adună de două ori.

b) Se determină curentul efectiv total din primarul transformatorului

$$I_1=(1{,}4\ldots1{,}8)\sum_{i=1}^{n}I_{1i}\quad[\mathrm{A}], \tag{2.28}$$

unde I_{1i} reprezintă curentul primar consumat datorită înfăşurării secundare de ordinul i, iar factorul din faţa sumei include creşterea datorată curentului de magnetizare al transformatorului şi pierderilor de putere în miezul feromagnetic [3], [29], creştere valabilă pentru cazul utilizării unei inducţii $B=0{,}8\ldots1{,}2$ T (valoarea mai mare pentru $B=1{,}2$ T).

Deşi folosirea unei inducţii B mai mari este indicată în literatura de specialitate pentru transformatoare de putere redusă [4], [29], [30] (în scopul reducerii cantităţii de conductor de bobinaj utilizat), se observă din relaţia 2.28 un efect negativ al inducţiei mari.

Pentru înfăşurări secundare ce furnizează curent alternativ unor sarcini rezistive sau unui redresor în punte, calculul curentului I_{1i} se face cu ajutorul raportului de transformare al transformatorului pentru acea înfăşurare

$$I_{1i}=\frac{I_{2i}}{n_i}, \tag{2.29}$$

unde

$$n_i=\frac{E_1}{E_{2i}}. \tag{2.30}$$

Pentru înfăşurări secundare ce alimentează alte tipuri de redresoare, curentul din primar se calculează cu una din relaţiile [3]:

– pentru redresor monoalternanţă

$$I_{1i}=\frac{1}{n_i}\sqrt{I_{2i}^2-I_{r0i}^2},\qquad (2.31.a)$$

– pentru redresor bialternanţă cu punct de nul (se calculează curentul din primar datorat ambelor secundare)

$$I_{1i}=\frac{\sqrt{2}}{n_i}I_{2i}.\qquad (2.31.b)$$

c) Se calculează puterea aparentă maximă din primarul transformatorului

$$P_1=\left(1+\frac{\Delta E_1}{E_1}\right)E_1I_1\quad [VA].\qquad (2.32)$$

d) Se calculează „puterea medie" a transformatorului [3], [29]

$$P=\frac{P_1+P_2}{2}\quad [VA].\qquad (2.33)$$

e) Se determină secţiunea miezului (coloanei pe care se află plasate bobinajele) conform [3]

$$S_{Fe}=(1,4\ldots1,9)\sqrt{P}\quad [cm^2]^*,\qquad (2.34)$$

unde valori mai reduse ale coeficientului se adoptă pentru puteri P mai mici (de ordinul cîţiva watt).

f) Se determină dimensiunea modulară pentru tole de tip $E+I$ [4] cu relaţia

$$a=(3,7\ldots4,4)\sqrt{S_{Fe}}\quad [mm]\qquad (2.35)$$

(cu S_{Fe} în [cm²]), asigurîndu-se astfel un raport optim între laturile secţiunii miezului (un cost mai redus al transformatorului).

Dimensiunea a trebuie normalizată. În tabelul 2.3 se dau valorile normalizate pentru tole de dimensiuni mici, utilizate în alimentatoare de putere redusă iar în fig. 2.8 se dau dimensiunile miezului în funcţie de a.

---

* În calculele din domeniul electronicii se obişnuieşte folosirea unor relaţii practice în care mărimile nu au întotdeauna unităţile de măsură din sistemul internaţional, ci multiplii sau submultiplii ai acestora.

Tabelul 2.3

Tip	a [mm]	Greutatea tolei $E+I$ de 0,35 mm
E 5	5	1,6 [g]
E 6,4	6,4	2,73
E 8	8	4,11
E 9	9	5,26
E 10	10	6,56
E 12,5	12,5	9,80
E 14	14	12,56
E 16	16	16,54
E 18	18	20,80
E 20	20	30,70

g) Se determină lăţimea pachetului de tole

$$b \cong \frac{100 S_{Fe}}{2a} \quad [\text{mm}], \tag{2.36}$$

considerîndu-se factorul de umplere a miezului apropiat de 1.

În cazul unui produs de serie merită să se solicite datele carcaselor de plastic injectate la întreprinderi de profil, spre a se găsi eventual o carcasă potrivită pentru transformatorul ce se proiectează.

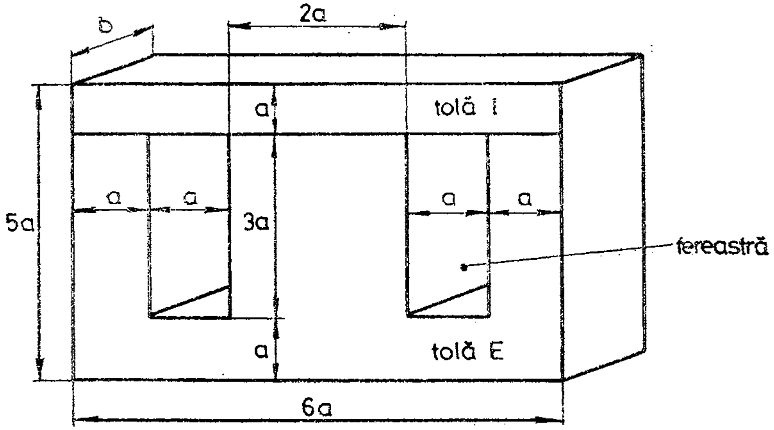


Fig. 2.8. Miez din tole E+I pentru transformator de reţea.

h) Se determină numărul de „spire pe volt" (necesar pentru a se obține cu o tensiune de 1 V o anumită inducție maximă B) [4]

$$N_v = \frac{45}{BS_{Fe}} \text{ (cu } B \text{ în [T] şi } S_{Fe} \text{ în [cm}^2\text{])}, \qquad (2.37)$$

unde B este inducția maximă admisă (sub valoarea de saturație a tolelor folosite). În mod obișnuit $B=0{,}8\ldots1{,}2$ T, recomandîndu-se valoarea superioară pentru puteri mai mici și tole subțiri (0,35 mm). Totuși trebuie ținut cont că o inducție de valoare mare conduce la o creștere importantă a curentului de magnetizare și deci a curentului total din primar (relația 2.28).

i) Se determină numărul de spire al înfășurărilor din primar și secundare

$$N_1 = N_v E_1 \qquad (2.38a)$$

și

$$N_{2i} = N_v E_{2i}. \qquad (2.38b)$$

În relația (2.38.b) nu s-a mai inclus un factor de 1,05...1,1 cum apare în îndrumătoarele de calcul, deoarece se utilizează tensiunile în gol ale secundarelor (nu mai trebuie ținut cont de căderea de tensiune pe bobinaj [30]).

j) Se determină grosimea în fereastră a fiecărei înfășurări în urma unei distribuiri aproximative a lățimii ferestrei proporțional cu amperspirele $N_i I_i$ ale fiecărei înfășurări. Astfel, grosimea bobinajului înfășurării de ordinul i se calculează cu relația

$$g_1 = (a - g_c)\frac{N_1 I_1}{N_1 I_1 + \Sigma N_{2i} I_{2i}}, \quad g_{2i} = (a - g_c)\frac{N_{2i} I_{2i}}{N_1 I_1 + \Sigma N_{2i} I_{2i}} \text{ [mm]}, \qquad (2.39)$$

cu g_c — grosimea peretelui coloanei carcasei pe care se va executa bobinajul, în mm.

k) Se determină lungimea spirei medii a fiecărei înfășurări, considerînd că prima înfășurare ce se bobinează pe carcasă este cea primară

$$\begin{aligned} l_{1med} &\cong 2\,(2a+b+4g_c)+\pi g_1, \text{ [mm]} \\ l_{21med} &\cong l_{1med}+\pi\,(g_1+g_{21}), \\ l_{22med} &\cong l_{21med}+\pi\,(g_{21}+g_{22}), \end{aligned} \qquad (2.40)$$

etc.

La realizarea transformatorului se va respecta ordinea de bobinare a înfăşurărilor care a fost presupusă aici la calcul.

Deşi în mod obişnuit înfăşurările secundare pentru un redresor cu punct de nul se bobinează cu acelaşi tip de conductor, este posibil (şi mai corect) în principiu să se calculeze diametrul necesar pentru fiecare din ele astfel încît să rezulte aceeaşi rezistenţă r_2. De aceea, lungimea spirei medii se calculează separat pentru fiecare secundar din cele două.

l) Se determină lungimile totale ale conductoarelor de bobinaj

$$l_1 = N_1 l_{1med} \cdot 10^{-3} \quad [mm], \tag{2.41}$$

$$l_{2i} = N_{2i} l_{2imed} \cdot 10^{-3}.$$

m) Se repartizează rezistenţa totală a transformatorului pe înfăşurările primară şi secundare. Această repartizare ar trebui făcută astfel încît să se obţină o încălzire mai uniformă a acestora (densitate de curent uniformă). În cazul cînd din secundarul transformatorului se alimentează *un singur redresor*, condiţia de mai sus se poate prinde într-o relaţie simplă. Pentru redresor monoalternanţă

$$r_1' \cong 0{,}4 r_T \quad \text{şi} \quad r_2 \cong 0{,}6 r_T, \tag{2.42a}$$

pentru un redresor în punte

$$r_1' \cong 0{,}38 r_T \quad \text{şi} \quad r_2 = 0{,}62 r_T, \tag{2.42b}$$

şi pentru un redresor cu punct de nul

$$r_1' = 0{,}3 r_T \quad \text{şi} \quad r_2 = 0{,}7 r_T. \tag{2.42c}$$

Se calculează apoi rezistenţa

$$r_1 = n^2 r_1'. \tag{2.43}$$

Pentru cazul cînd transformatorul alimentează mai multe redresoare sau sarcini, o astfel de condiţie este greu de dedus şi se recomandă să se stabilească direct rezistenţa primarului r_1 din condiţia ca densitatea de curent prin conductorul din primar să fie de 3 A/mm² [29]

$$r_1 = \frac{l_1}{18{,}8 I_1}, \tag{2.44}$$

(cu l_1 în [m] iar I_1 în [A]). Apoi, pentru fiecare înfăşurare în parte se va determina r_2 cu relaţia

$$r_{2i} = r_{Ti} - \frac{r_1}{n_i^2}. \tag{2.45}$$

Diametrul conductorului neizolat [mm]	Diametrul cu izolație de gradul 1 [mm]	I_{max} [A] pentru 3A/mm^2	Diametrul conductorului neizolat [mm]	Diametrul cu izolație de gradul 1 [mm]	I_{max} [A] pentru 3A/mm^2
0,050	0,062	0,006	0,630	0,684	0,935
0,063	0,078	0,008	0,710	0,765	1,190
0,071	0,088	0,012	0,750	0,809	1,327
0,080	0,098	0,015	0,800	0,861	1,520
0,090	0,110	0,018	0,850	0,915	1,710
0,100	0,121	0,024	0,900	0,965	1,910
0,112	0,134	0,030	0,950	1,017	2,130
0,125	0,149	0,037	1,000	1,068	2,360
0,140	0,166	0,046	1,060	1,130	2,640
0,160	0,187	0,060	1,120	1,192	2,970
0,180	0,209	0,076	1,180	1,254	3,280
0,200	0,230	0,094	1,250	1,325	3,660
0,224	0,256	0,118	1,320	1,397	4,060
0,250	0,284	0,148	1,400	1,479	4,610
0,280	0,315	0,185	1,500	1,581	5,290
0,315	0,352	0,234	1,600	1,683	6,030
0,355	0,395	0,297	1,700	1,785	6,790
0,400	0,442	0,377	1,800	1,888	7,630
0,450	0,495	0,477	1,900	1,990	8,620
0,500	0,548	0,588	2,000	2,092	9,420
0,560	0,611	0,737	etc.		

n) Se determină diametrul conductoarelor de bobinaj din condiția de realizare a rezistențelor impuse anterior

$$d_1=0,15\sqrt{\frac{l_1}{r_1}}\,;\quad d_{2i}=0,15\sqrt{\frac{l_{2i}}{r_{2i}}}\ [\text{mm}]. \qquad (2.46)$$

o) Se citesc din tabelul 2.4 curenții efectivi admiși (în ipoteza unei densități de curent de 3 A/mm^2) prin conductoarele de bobinaj din cupru, cu diametrele (fără izolație) apropiate de cele de mai sus, în scopul verificării depășirii acestora de către curenții calculați I_1 (în cazul în care nu s-a utilizat relația 2.44) și I_{2i}. Diametrele normalizate ale conductoarelor de cupru izolate cu email din tabelul 2,4 sînt cele recomandate de STAS 11143-78. În ceea ce privește densitatea de curent admisă prin conductoare, indicațiile din literatura de specialitate sînt mult prea diferite (2...4,5 A). Valoarea medie cel mai mult utilizată [29] este însă de 3 A/mm^2, cu care temperatura bobinajului nu depășește $t_{amax}+50$ °C.

Dacă rezistența r_1 a fost determinată cu relația 2.43 și numai I_1 este sensibil mai mare decît curentul citit în tabel pentru diame-

trul apropiat de d_1, este necesar să se revină la punctul m, pentru a se reduce rezistența r_1' (deci r_1), ceea ce duce la creșterea diametrului d_1.

Dacă rezistența r_1 a fost determinată cu relația 2.43 și numai I_{2i} este sensibil mai mare decît curentul citit în tabel pentru diametrul d_{2i}, se poate face o redistribuire a rezistenței r_T la punctul m astfel încît să se scadă r_{2i} și să se mărească r_1' (r_1). Se reia apoi calculul diametrelor și verificarea.

Dacă I_{2i} (în cazul folosirii relației 2.44) sau atît I_1 (în cazul folosirii relației 2.43) cît și I_{2i} sînt sensibil mai mari decît curenții din tabel, corespunzători diametrelor d_1 și d_{2i}, este necesar să se reia calculul stabilizatorului de tensiune (dacă există) și calculul redresorului de ordinul i, cu o valoare mai mică pentru căderea relativă de tensiune λ_i.

Dacă I_{2i} (în cazul folosirii relației 2.44) sau atît I_1 cît și I_{2i} (în cazul folosirii relației 2.43) sînt sensibil mai mici decît curenții din tabel corespunzători diametrelor d_1 și d_{2i} (bobinaj neeconomic), se poate relua calculul stabilizatorului de tensiune (dacă există) și calculul redresorului de ordinul i, cu o valoare mai mare pentru λ_i.

După ce s-a obținut un rezultat corespunzător, se normalizează diametrele conductoarelor din primar și secundar la valorile cele mai apropiate din tabel.

p) Se verifică dacă bobinajele încap în fereastra transformatorului. Verificarea bazată pe stabilirea numărului de straturi [3], [4] este greoaie. În practică s-a verificat în marea majoritate a cazurilor că bobinajele încap în fereastră dacă un coeficient de umplere a ferestrei, definit ca mai jos, nu depășește o valoare

$$F_u = \frac{N_1 d_1^2 + \Sigma N_{2i} d_{2i}^2}{A_f} \leqslant 0{,}38\ldots0{,}41\ (0{,}42), \qquad (2.47)$$

în care A_f [mm^2] este aria ferestrei transformatorului și pentru tole normalizate

$$A_f = 3a^2. \qquad (2.48)$$

Valoarea superioară a factorului F_u se admite pentru un bobinaj îngrijit.

Dacă factorul de umplere F_u rezultă mai mic decît 0,30 (rămîne mult spațiu nefolosit în fereastră), se poate relua calculul transformatorului de la punctul e sau f, micșorîndu-se fie secțiunea miezului, fie dimensiunea a a tolelor, fie amîndouă (dacă există rezerve la factorii adoptați în relațiile acestora).

Dacă factorul F_u rezultă cuprins între 0,30...0,35 fereastra nefiind complet ocupată, cum s-a presupus la scrierea relațiilor

/2.39/, se va relua calculul de la punctul k, stabilindu-se grosimile bobinajelor cu relațiile

$$g_1 = a\frac{N_1 d_1^2}{0,4A_f}, \quad g_{2i} = a\frac{N_{2i} d_{2i}^2}{0,4A_f}, \tag{2.49}$$

unde numărătorul fracțiilor este deja calculat cu ocazia determinării factorului de umplere F_u.

Dacă factorul de umplere F_u rezultă mai mare decît 0,41, bobinajul nu încape în fereastră și trebuie reluat calculul transformatorului de la punctele e, f sau b, crescîndu-se una dintre mărimile S_{Fe}, a sau B (dacă mai există rezervă la B pînă la 1,2 T).

Pentru executarea bobinajului și izolarea corespunzătoare între straturi și între înfășurări se va consulta lucrarea [13].

Pentru protejarea transformatorului în cazul unui scurtcircuit la sarcină este indicat să intercaleze la ieșirea fiecărui redresor cîte o siguranță fuzibilă dimensionată la un curent cu 20%... 30% mai mare decît curentul I_{r0}. Pentru evitarea aprinderii transformatorului, în cazul unei străpungeri între spirele primarului sau în cazul unui scurtcircuit în redresor este indicat să se prevadă și în primar o siguranță fuzibilă, dimensionată la un curent cu 30... 50% mai mare decît I_1.

În mod obișnuit se stabilește în cadrul proiectului și greutatea transformatorului ceea ce însă nu se prezintă aici.

DOCUMENTAȚIA NECESARĂ

În cazul unui proiect de execuție de alimentator, în care nu este utilizat un transformator tipizat produs în serie la uzine de profil, este necesar să se includă în documentație următoarele planșe:

— schema electrică desfășurată și tabel cu datele bobinajelor transformatorului,

— carcasa bobinajului (subansamblu și componente separate) cîd aceasta nu este tipizată și trebuie confecționată,

— bobinajul transformatorului pe carcasă (cu secțiune prin bobinaj pentru indicarea succesiunii înfășurărilor și vedere pentru indicarea locului de scoatere a capetelor),

— ansamblul transformator, cu sistemul de strîngere și fixare în montaj.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va dimensiona transformatorul de rețea pentru redresorul cu punct de nul proiectat în paragraful 2.1, avînd datele : $E_1=220\text{ V}\pm 8\%$, $E_2=18,5$ V, $I_2=0,228$ A, $r_T \cong 6,85\ \Omega$.

Puterea aparentă maximă dintr-o înfășurare secundară și puterea aparentă totală din secundar sînt

$$P_{21}=\left(1+\frac{\Delta E_1}{E_1}\right)E_2 I_2=1,08\cdot 18,5\cdot 0,228=4,55\text{ VA},$$

$$P_2=2P_{21}=2\cdot 4,55=9,1\text{ VA}.$$

Raportul de transformare va fi

$$n=\frac{E_1}{E_2}=\frac{220}{18,5}=11,9.$$

Curentul efectiv din primar cauzat de I_2 este

$$I_{11}=\frac{\sqrt{2}}{n}I_2=\frac{\sqrt{2}}{11,9}0,228=0,027\text{ A}.$$

Adoptînd o inducție magnetică $B=1$ T, rezultă curentul total din primar

$$I_1=1,6\ I_{11}=1,6\cdot 0,027=0,043\text{ A}.$$

Puterea aparentă maximă din primarul transformatorului este

$$P_1=\left(1+\frac{\Delta E_1}{E_1}\right)E_1 I_1=1,08\cdot 220\cdot 0,043=10,25\text{ VA}.$$

Puterea medie (de calcul) a transformatorului este deci

$$P=\frac{P_1+P_2}{2}=\frac{9,1+10,25}{2}=9,67\text{VA}.$$

Secțiunea miezului pentru o putere medie relativ redusă este

$$S=1,53\sqrt{P}=1,53\sqrt{9,67}=4,77\text{ cm}^2.$$

Dimensiunea a a tolelor $E+I$ va fi

$$a=4\sqrt{S_{Fe}}=4\sqrt{4,77}=8,73\text{mm}.$$

Se adoptă o dimensiune normalizată $a=9$ mm și rezultă lățimea pachetului de tole

$$b=\frac{100S_{Fe}}{2a}=\frac{100\cdot 4,77}{2\cdot 9}=26,5\text{ mm}.$$

Numărul de spire pe volt pentru inducția $B=1$ T este

$$N_v=\frac{45}{BS_{Fe}}=\frac{45}{1\cdot 4,77}\cong 9,4$$

iar numărul de spire din primar și secundar

$$N_1=N_vE_1=9,4\cdot 220=2\,068,$$

$$N_2=N_vE_2=9,4\cdot 18,5=174.$$

Se calculează amperspirele fiecărei înfăşurări şi totalul lor

$$N_1I_1=2\,068\cdot 0{,}043=72{,}4$$

$$N_2I_2=174\cdot 0{,}228=39{,}6$$

$$N_1I_1=2N_2I_2=72{,}4+2\cdot 39{,}6=151{,}6.$$

Grosimile bobinajului în fereastra transformatorului sînt (pentru o grosime a peretelui carcasei de 0,5 mm)

$$g_1=(a-g_c)\frac{N_1I_1}{N_1I_1+2N_2I_2}=(9-0{,}5)\frac{72{,}4}{151{,}6}=4{,}06\text{ mm},$$

$$g_{21}=(a-g_c)\frac{N_2I_2}{N_1I_1+2N_2I_2}=(9-0{,}5)\frac{39{,}6}{151{,}6}=2{,}22\text{ mm},$$

$$g_{22}=g_{21}.$$

Lungimea spirei medii a fiecărei înfăşurări, cu primarul în interior este

$$l_{1med}=2\,(2a+b+4g_c)+\pi g_1=2\,(2\cdot 9+26{,}5+4\cdot 0{,}5)+\pi\cdot 4{,}06=105{,}7\text{ mm},$$

$$l_{21med}=l_{1med}+\pi\,(g_1+g_{21})=105{,}7+\pi\,(4{,}06+2{,}22)=125{,}4\text{ mm},$$

$$l_{22med}=l_{21med}+\pi\,(g_{21}+g_{22})=125{,}4+\pi\,(2{,}22+2{,}22)=139{,}3\text{ mm}.$$

Lungimile conductoarelor de bobinaj vor fi deci

$$l_1=N_1l_{1med}\cdot 10^{-3}=2068\cdot 105{,}7\cdot 10^{-3}=218{,}5\text{ m},$$

$$l_{21}=N_2l_{21med}\cdot 10^{-3}=174\cdot 125{,}4\cdot 10^{-3}=21{,}8\text{ m},$$

$$l_{22}=N_2l_{22med}\cdot 10^{-3}=174\cdot 139{,}3\cdot 10^{-3}=24{,}2\text{ m}.$$

Rezistenţa transformatorului avînd un singur redresor în secundar se distribuie astfel

$$r_1'=0{,}3\,r_T=0{,}3\cdot 6{,}85\simeq 2{,}05\,\Omega,\quad r_2=r_T-r_1'=4{,}8\,\Omega.$$

Rezistenţa primarului este atunci

$$r_1=n^2\cdot r_1'=11{,}9^2\cdot 2{,}05=291\,\Omega.$$

Diametrul conductoarelor de bobinaj

$$d_1=0{,}15\sqrt{\frac{l_1}{r_1}}=0{,}15\sqrt{\frac{218{,}5}{291}}=0{,}130\text{ mm},$$

$$d_{21}=0{,}15\sqrt{\frac{l_{21}}{r_2}}=0{,}15\sqrt{\frac{21{,}8}{4{,}8}}=0{,}320\text{ mm},$$

$$d_{22}=0{,}15\sqrt{\frac{l_{22}}{r_2}}=0{,}15\sqrt{\frac{24{,}2}{4{,}8}}=0{,}337\text{ mm}.$$

Se constată că pentru primar trebuie adoptat diametrul normalizat $d_1=$ $=0,140$ mm, deoarece, conform tabelului 2.4, $I_1=43$ mA este apropiat de curentul maxim suportat de conductorul cu acest diametru (46 mA). De asemenea, pentru d_{21} se găseşte în tabelul 2.4 o valoare normalizată foarte apropiată (0,315 mm) căreia îi corespunde curentul maxim de 0,234 A, mai mare decît $I_2=0,228$ A. Pentru conductorul celei de a doua înfăşurări secundare trebuie adoptat diametrul $d_{22}=0,355$ mm, întrucît diametrul normalizat inferior este cu ceva mai departe de valoarea rezultată în calcul (0,337 mm). Din cauza acestei adoptări o jumătate a secundarului va prezenta o rezistenţă r_2 de valoare cu ceva mai mică decît cealaltă.

Se verifică dacă bobinajul încape în fereastra transformatorului

$$A_f=3a^2=3\cdot 9^2=243 \text{ mm}^2,$$

şi factorul de umplere

$$F_u=\frac{N_1d_1^2+N_1d_{21}^2+N_2d_{22}^2}{A_f}=$$

$$=\frac{2\,068\cdot 0,140^2+174\cdot 0,135^2+174\cdot 0,355^2}{243}=0,328,$$

care arată că fereastra transformatorului nu este plină. Trebuie să se reia calculele grosimilor bobinajelor în fereastră deoarece ele nu umplu fereastra aşa cum s-a presupus iniţial.

Se calculează

$$g_1=a\frac{N_1d_1^2}{0,4A_f}=9\frac{40,6}{0,4\cdot 243}=3,78 \text{ mm},$$

$$g_{21}=a\frac{N_2d_{21}^2}{0,4A_f}=9\frac{17,3}{0,4\cdot 243}=1,6 \text{ mm},$$

$$g_{22}=a\frac{N_2d_{22}^2}{0,4A_f}=9\frac{21,9}{0,4\cdot 243}=2,02 \text{ mm}.$$

Recalculînd cu acestea lungimile medii rezultă $l_{1med}=104,7$ mm, $l_{21med}=$ $=121,5$ mm, $l_{22med}=132,8$ mm pentru care lungimile totale sînt: $l_1=216,5$ m, $l_{21}=21,1$ m iar $l_{22}=23,1$ m. Diametrele conductoarelor de bobinaj sînt: $d_1=$ $=0,130$ mm, $d_2=0,314$ mm, $d_3=0,329$ mm.

Prin urmare, diametrele normalizate rămîn cele stabilite anterior şi calculele nu mai trebuie reluate.

CAPITOLUL 3

PROIECTAREA UNOR AMPLIFICATOARE DE JOASĂ FRECVENȚĂ

3.1. PROIECTAREA AMPLIFICATORULUI CU CIRCUIT INTEGRAT TBA790T SAU TCA150T

În prezent pentru realizarea unor puteri utile în curent alternativ sinusoidal de joasă frecvență de ordinul cîțiva W pe sarcină (difuzoare) se utilizează amplificatoarele integrate produse de IPRS [16], [24]. Dintre tipurile date în cataloage se produc cu preferință în prezent cele în capsulă tip CB155 (sau TABS sau „cu aripioare"), adică TBA790T și TCA150T. Deosebirile dintre aceste două tipuri constă în curentul maxim de vîrf admis (1,5 A la TBA790T și 2,3 A la TCA150T [14]) și în prezența unui circuit de protecție termică (de limitare a temperaturii joncțiunilor) la TCA150T.

Schema bloc simplificată a amplificatoarelor de mai sus este dată în fig. 3.1 iar capsula în fig. 3.2.

Cele două amplificatoare integrate se utilizează în special ca amplificatoare de audiofrecvență [24] în configurația cu sarcina în conexiunea bootstrap („legată la borna + a alimentării", fig. 3.3) și în configurația cu sarcina înafara conexiunii bootstrap („legată la masă", fig. 3.4). La intrare (borna 8) trebuie asigurată întotdeauna o legătură prin rezistență la masă întrucît amplificatorul de intrare este de curent continuu diferențial.

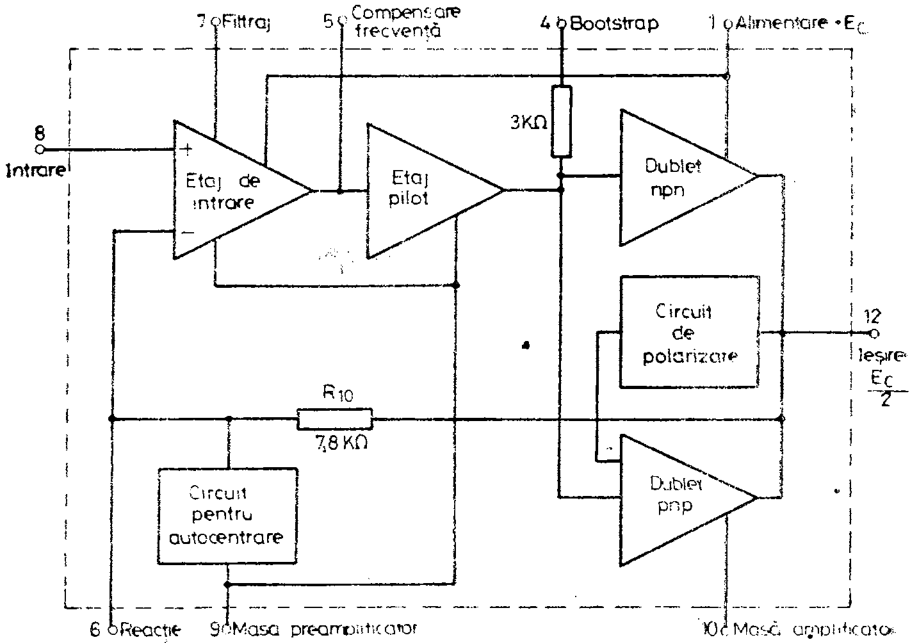


Fig. 3.1. Structura amplificatoarelor integrate TBA 790 T și TCA 150 T.

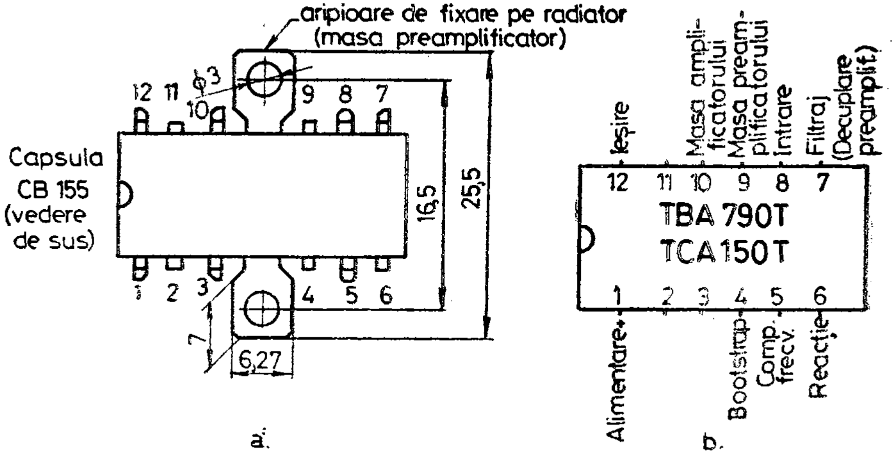


Fig. 3.2. Capsula amplificatoarelor integrate TBA 790 T și TCA 150 T.

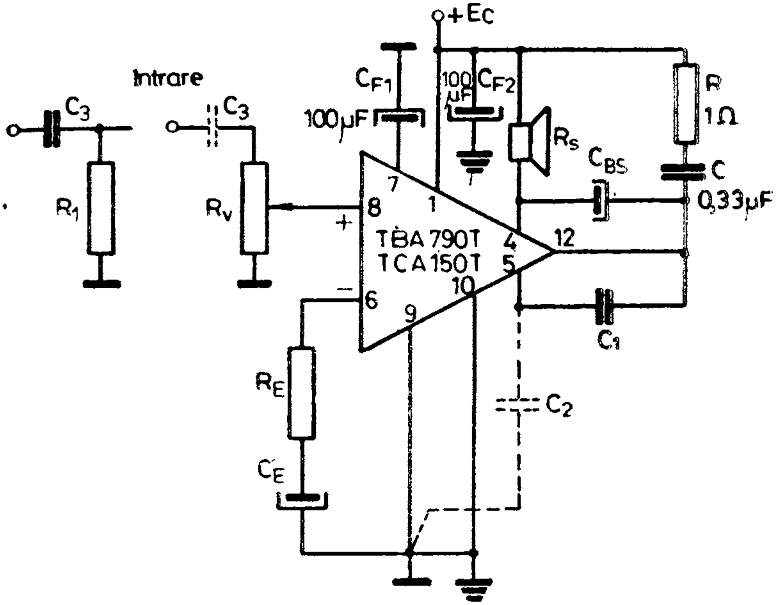


Fig. 3.3. Amplificator cu sarcina legată la plusul alimentării.

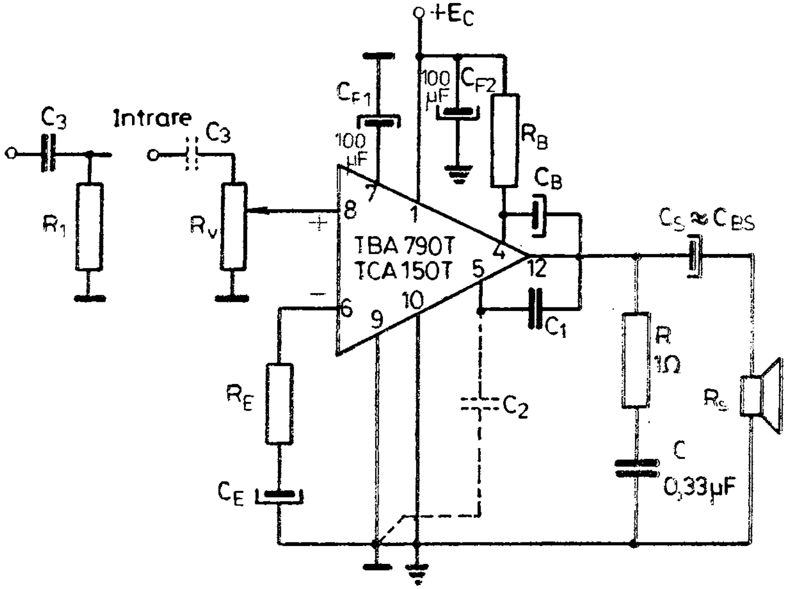


Fig. 3.4. Amplificator cu sarcina legată la masă.

Cînd sursa de semnal nu prezintă o legătură galvanică spre masa montajului sau cînd ea prezintă și o componentă continuă de tensiune ce impune separare prin condensator, trebuie introdusă o rezistență de legătură spre masă mai mică decît 1 MΩ (cît recomandă catalogul [16], dacă sursa de semnal poate debita pe o rezistență medie) pentru ca decalarea tensiunii statice de ieșire față de $E_c/2$ să fie neglijabilă (pentru 1 MΩ decalarea poate fi de 0,3 V !). Rezistența R_E realizează, împreună cu rezistența integrată R_{10}, o reacție negativă (de tip paralel-serie) care impune amplificarea de tensiune la valoarea necesară. În cazul cînd compensarea în frecvență realizată prin capacitatea C_1 este nesatisfăcătoare, se poate utiliza încă o capacitate $C_2=5...10C_1$, conectată ca în figură.

Circuitul din fig. 3.3, cu sarcina inclusă în conexiunea bootstrap, este mai simplu (conține cu două componente mai puțin — C_B și R_B) și se poate folosi atunci cînd sarcina acceptă o componentă continuă de curent de valoare redusă (curentul de colector al tranzistoarelor din etajul pilot, de ordinul — cîțiva mA). Realizarea conexiunii bootstrap prin intermediul rezistenței de sarcină conduce la o eficiență maximă a acestei conexiuni /5/.

Circuitul de corecție cu $R=1\,\Omega$ și $C=0{,}33\,\mu F$ este absolut necesar pentru evitarea defectării amplificatorului [25], el înlăturînd oscilațiile de înaltă frecvență ce pot să apară în bucla închisă formată de intrările dubleților.

În circuitul din fig. 3.4, pentru realizarea conexiunii bootstrap este necesară rezistența suplimentară R_B, care trebuie să fie de peste 10 ori mai mare decît R_s.

Funcționînd cu sarcină rezistivă amplificatoarele în discuție pot asigura puteri utile mai mari decît pe sarcina rezistiv-inductivă (difuzoare) [24], situație de care trebuie ținut cont la calcule.

Principalele mărimi limită și date ale amplificatoarelor integrate TBA 790T și TCA 150T sînt următoarele [16] :

Tabelul 3.1

Date	TBA 790T	TCA 150T
— Tensiune de alimentare E_C	6...15 V	(6)7,5...18 V
— Curent de ieșire de vîrf maxim, i_{cmMAX}	1,5 A	2,3 A
— Rezistența de sarcină minimă la tensiunea de alimentare maximă, R_{smin}	5 Ω	4 Ω

— Puterea utilă maximă pe sarcină rezistivă cu valoarea de mai sus cu distorsiuni sub 5%, cu tensiunea de ieșire $\frac{E_{Cmax}}{2}$, P_{sMAX}	3,8 W	8,2 W
— Temperatura maximă a joncțiunilor t_{jMAX}	125 °C	125 °C
— Amplitudinea maximă a tensiunii de intrare, u_{intrm}	0,4 V	0,4 V
— Rezistențe termice, R_{jc}	10 °C/W	10 °C/W
R_{ca}	70 °C/W	70 °C/W
— Arie de contact cu radiatorul a aripioarelor, A_c	70 mm²	70 mm²
— Tensiunea de ieșire statică (în absența semnalului sau în repaus)	$(0,5\pm0,035)\ E_C$	$(0,5\pm0,035)\ E_C$
— Curent de alimentare static (în repaus), I_C [mA]	$1+0,85\ (E_C-4)$	$4,3+0,75\ (E_C-4)$
— Distorsiuni armonice maxime la o putere utilă pe sarcină $P_s=0,5$ W	1%	1%
— Amplificare de tensiune	43...49 dB	43...49 dB

Înainte de a se trece la calculul amplificatorului este necesar să se prezinte situația puterilor disipate maxime fără și cu radiator ale capsulei CB155, care nu este suficient de clară în literatura de specialitate. În acest scop se folosesc diagramele din figura3.5. Se observă că nu se poate beneficia de puterea disipată maximă cu radiator infinit, pentru că la stabilirea ei nu s-a ținut cont nici de rezistența de contact capsulă-radiator R_{cr} (de ordinul 3,5 °C/W la capsula CB155). Se poate considera ca o limită superioară practică în cazul răcirii naturale cu radiator plan (din aluminiu, cu culoare naturală, de grosime 2 mm și vertical) aceea pentru care suprafața radiatorului nu depășește 100 cm². Cele două „limitări" orizontale care apar în diagramele din [24] pentru cele două tipuri de capsule nu reprezintă de fapt limitări ale puterii disipate admise de capsule, ci puterile disipate medii maxime ce pot să apară pe cele două capsule atunci cînd se asigură puterea utilă maximă pe sarcină (în condiții de E_{Cmax} și curent de vîrf apropiat de i_{cmMAX}). Prin urmare, nu apare încărcare mai mare de cca 2,4 W la TBA790T și 4,4 W la TCA150T în regim sinusoidal dacă E_C și R_s sînt corect stabilite, iar tensiunea statică este precis centrată ($E_C/2$).

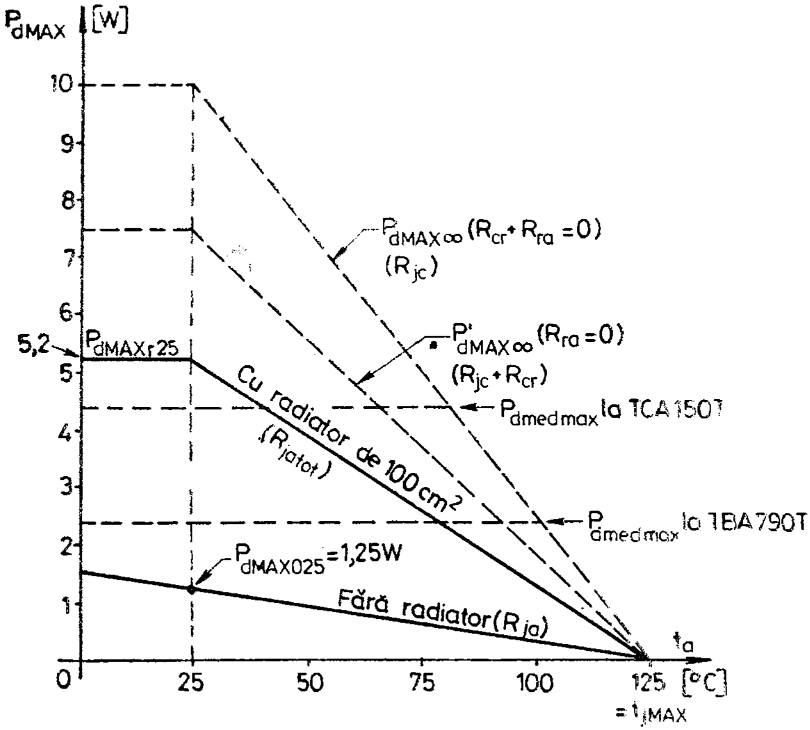


Fig. 3.5. Diagrama puterilor disipate ale circuitelor integrate TBA 790 T şi TCA 150 T.

La conceperea cablajului imprimat trebuie ţinut cont de o serie de reguli prezentate în [24]. Dintre acestea se reţin cele mai importante :

– circuitul de intrare se va trasa cît mai departe de cel de ieşire,

– respectarea conexiunilor de la masa amplificatorului şi a preamplificatorului.

DATE DE PROIECTARE

Pentru proiectarea unui amplificator de joasă frecvenţă cu circuit integrat TBA790T sau TCA150T sînt necesare următoarele date iniţiale :

— pentru sarcina rezistiv-inductivă, impedanţa la frecvenţa fixă de lucru sau la frecvenţa maximă a benzii (dacă se utilizează amplificatorul cu semnal permanent de această frecvenţă şi maxim), sau la o frecvenţă medie de 2...3 kHz pentru audiofrecvenţă : Z_s şi componenta ei rezistivă : R_s,

— puterea activă maximă necesară pe sarcină : P_{sn},

— factorul de distorsiuni armonice la puterea P_{sn} : δ_{max},

— frecvenţele limită de jos şi de sus ale benzii : f_j, f_s sau frecvenţa fixă a semnalului util : f,

— amplitudinea maximă a semnalului de intrare (care nu poate depăşi 0,4 V şi trebuie divizată la nevoie) : u_{intrm},

— rezistenţa de ieşire a sursei de semnal : R_G,

— precizarea dacă sursa de semnal realizează legătură galvanică la masă şi dacă prezintă o componentă continuă de tensiune,

— precizarea dacă este necesar un reglaj al puterii de ieşire,

— temperatura maximă a mediului ambiant : t_{amax}.

Considerarea exactă a valorii impedanţei Z_s pentru cazul cînd sarcina este un difuzor electrodinamic este imposibilă din mai multe motive :

— nu se cunosc curbele impedanţei în funcţie de frecvenţă iar inductanţa L a difuzoarelor nu este constantă [24],

— frecvenţa semnalului este variabilă permanent, iar frecvenţele joase şi mari (la care Z diferă mult de R_s) apar într-o proporţie imposibil de stabilit,

— lipsesc indicaţii practice în acest scop, se ştie doar că semnalele de frecvenţe peste 5 kHz au putere mai mică [32].

În această situaţie se poate considera în calcul impedanţa Z_s a difuzorului la o frecvenţă medie de ordinul 2...3 kHz.

PROIECTAREA AMPLIFICATORULUI

Etapele ce trebuie parcurse la proiectarea amplificatorului de joasă frecvenţă sînt următoarele :

a) Se stabileşte tipul schemei utilizate (modul de legare a sarcinii).

Schema din fig. 3.4 se recomandă atunci cînd sarcina nu admite o componentă de curent continuu (cîţiva mA) sau cînd sarcina trebuie să aibă un punct la masa montajului. Se va ţine cont în acest caz că trebuie acoperită şi puterea consumată în curent

alternativ de rezistența R_B (5...7% din P_{sn}). Se va lua deci în funcție de caracterul sarcinii

$$R_{stot}=R_s \parallel R_B \text{ sau } Z_{stot}=\sqrt{(R_s \parallel R_B)^2+Z_s^2-R_s^2}, \tag{3.1}$$

în locul lui R_s sau Z_s în calculele ce vor urma. Aici rezistența R_B se stabilește cu relația

$$R_B=(15...20)\,R_s \text{ sau } R_B=(15...20)\,Z_s. \tag{3.2}$$

Difuzoarele electrodinamice acceptă componenta de curent continuu redusă, deci pot fi alimentate prin oricare din circuitele din fig. 3.3 și 3.4.

b) Cînd $P_{sn} < 3{,}3$ W se verifică dacă se poate utiliza amplificatorul TBA790T, calculînd puterea maximă ce se poate realiza pe sarcina R_s cu distorsiuni de ordinul 5%, în cazul alimentării cu tensiunea E_c maximă admisă. Se utilizează o relație aproximativă care include o legătură liniară între tensiunea de saturație a tranzistoarelor din ultimul etaj și amplitudinea curentului de ieșire (dedusă pe baza graficului din [24]) și ține cont de dispersia tensiunii statice de ieșire (vezi tabelul 3.1) :

$$P_{smax} \cong 0{,}108\frac{E^2_{C\,max}}{R_s}\cdot\frac{\cos\varphi}{\left(1+\frac{1{,}15}{R_s}\right)^2}, \tag{3.3}$$

cu $E_{Cmax}=15$ V și cu $\cos\varphi=1$ pentru sarcina rezistivă sau cu Z_s în loc de R_s și

$$\cos\varphi=R_s/Z_s, \tag{3.4}$$

pentru sarcina **rezistiv-inductivă**.

În funcție de factorul de distorsiuni armonice δ_{max} impus se stabilește, cu ajutorul diagramei din fig. 3.6, raportul P_s/P_{smax} ce se poate obține (se utilizează curba pentru R_{smin} dacă R_s sau Z_s dată în enunț este apropiată de 5Ω sau curba pentru R_{smed} dacă R_s sau $Z_s \geqslant 8\Omega$). Din raportul de mai sus, avînd calculată puterea P_{smax}, se determină P_s și se verifică îndeplinirea condiției

$$P_{sn} \leqslant P_s, \tag{3.5}$$

cînd se poate utiliza amplificatorul de tip TBA790T în scopul propus.

c) În caz contrar, cînd $P_{sn} < 7{,}1$ W, se verifică dacă se poate utiliza amplificatorul de tip TCA150T care, avînd vîrful de curent

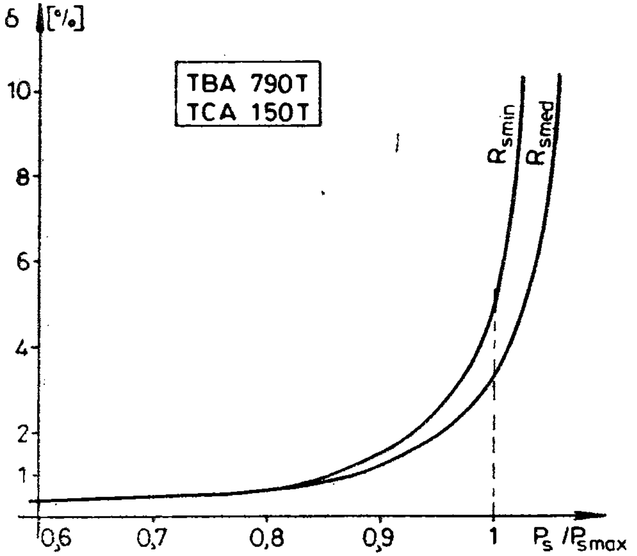


Fig. 3.6. Factorul de distorsiuni armonice al amplificatoarelor integrate TBA 790 T și TCA 150 T.

mai mare, permite obținerea unei puteri maxime pe sarcină mai ridicate

$$P_{smax} = 0{,}108 \frac{E^2_{C\,max}}{R_s} \cdot \frac{\cos \varphi}{\left(1 + \frac{0{,}45}{R_s}\right)^2}, \qquad (3.6)$$

cu Z_s în loc de R_s pentru sarcina rezistiv-inductivă. Se fac în acest scop aceleași operații ca la punctul b. Dacă nici pentru acest amplificator nu se îndeplinește condiția 3.5, este necesar să se realizeze amplificatorul cu componente discrete.

d) Se stabilește tensiunea de alimentare minimă necesară E_C. În acest scop se determină puterea P_{smaxn} corespunzătoare cazului cînd se realizează pe sarcină puterea necesară P_{sn} cu factorul de distorsiuni impus (sau mai mic)

$$P_{smaxn} \geqslant \frac{P_{sn}}{\left(\frac{P_s}{P_{smax}}\right)}, \qquad (3.7)$$

unde în cazul schemei din fig. 3.4 se va lua în locul lui P_{sn}

$$P_{sntot}=P_{sn}\frac{R_s+R}{R_B},\qquad(3.7')$$

cu Z_s în loc de R_s pentru sarcină rezistiv-inductivă, iar factorul de la numitor este cel citit la punctul a sau b din diagrama lui δ (fig. 3.6).

Cu această putere, folosind relația (3.3) dacă se utilizează amplificator TBA790T sau relația (3.6) dacă se utilizează amplificator TCA150T, se determină tensiunea E_C care se rotunjeşte în sus la un număr întreg sau eventual cu jumătate de volt.

e) În cazul unei rezistențe de sarcină sau componente rezistive a sarcinii mai mică decît R_{smin}, dată în tabelul 3.1, este necesară verificarea vîrfului de curent prin tranzistoarele etajului final

$$i_{cm}=\frac{E_C}{2R_s}\leqslant i_{cmMAX}.\qquad(3.8)$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită, în cazul adoptării amplificatorului TBA790T, se revine la punctul d şi se recalculează tensiunea E_C pentru amplificator TCA150T. Dacă nici pentru acesta nu este îndeplinită condiția 3.8, atunci amplificatorul nu poate fi realizat cu circuit integrat.

f) Se stabileşte puterea disipată medie maximă pe capsulă cu relația

$$P_{dmedmax}\cong\frac{0{,}05\,E_C^2}{R_s}+I_CE_C,\qquad(3.9)$$

unde

$$I_C=\begin{cases}[1+0{,}85\,(E_C-4)]\cdot10^{-3}\ \text{[A] pentru TBA790T}\\ [4{,}3+0{,}75\,(E_C-4)]\cdot10^{-3}\ \text{[A] pentru TCA150T},\end{cases}\qquad(3.10)$$

şi unde $R_s=Z_s\cos\varphi$ reprezintă componenta rezistivă în cazul sarcinii de tip rezistiv-inductiv.

g) Se determină puterea disipată maximă fără radiator a ambelor tipuri de amplificatoare integrate

$$P_{dMAX0}=P_{dMAX025}\frac{t_{jMAX}-t_{amax}}{t_{jMAX}-25\ ^\circ\mathrm{C}}=1{,}25\,\frac{125-t_{amax}}{100},\qquad(3.11)$$

şi se verifică îndeplinirea condiției

$$P_{dMAX0}\geqslant P_{dmedmax},\qquad(3.12)$$

cînd nu este necesar radiator.

h) În cazul neîndeplinirii condiției 3.12, se verifică dacă suprafața necesară a radiatorului plan nu este exagerată (> 100 cm²). În acest scop se determină puterea disipată maximă cu radiator

$$P_{dMAXr}=P_{dMAXr25}\frac{t_{jMAX}-t_{amax}}{t_{jMAX}-25}=5{,}2\,\frac{125-t_{amax}}{100}, \qquad (3.13)$$

și se verifică îndeplinirea condiției

$$P_{dMAXr}\geqslant P_{dmedmax}, \qquad (3.14)$$

cînd amplificatorul integrat adoptat se poate utiliza. În caz contrar este necesară o răcire forțată sau trebuie să se renunțe la soluția care utilizează circuit integrat și să se realizeze amplificatorul cu un etaj final cu componente discrete.

i) Se dimensionează radiatorul conform metodei prezentate în paragraful 1.6. Trebuie subliniat faptul că din cauza sistemului de fixare a circuitului integrat pe radiator există unele complicații constructive la realizarea acestuia, mai ales atunci cînd are o suprafață mare (circuitul integrat trebuie amplasat central).

j) Se calculează amplitudinea tensiunii de ieșire a amplificatorului

$$u_{sm}=\sqrt{2P_{sn}R_s}\ \text{sau}\ u_{sm}=\sqrt{\frac{2P_{sn}Z_s}{\cos\varphi}}, \qquad (3.15)$$

și amplificarea de tensiune necesară, în valori relative și în dB

$$A_u=\frac{u_{sm}}{u_{intrm}}\ \text{și}\ A_u\,[\mathrm{dB}]=20\log A_u. \qquad (3.16)$$

Cu aceasta rezultă valoarea necesară a rezistenței R_E ce realizează reacția negativă

$$R_E=\frac{R_{10}}{A_u-1}, \qquad (3.17)$$

unde R_{10} =7,8 kΩ pentru TBA790T și 7,85 kΩ pentru TCA150T.

Întrucît rezistența R_{10} este integrată ea prezintă o dispersie tipică, ceea ce va conduce și la o dispersie a amplificării de tensiune realizate care poate impune introducerea reglării amplificării în unele cazuri. Nu este deci necesar ca rezistența R_E să fie de precizie.

k) Se adoptă rezistența de la intrarea circuitului din condiția

$$50\ \mathrm{k\Omega}\leqslant R_v\ \text{sau}\ R_1\leqslant 100\ \mathrm{k\Omega}, \qquad (3.18)$$

dacă sursa de semnal nu pretinde impedanță mai mare de intrare la amplificator. Dacă este nevoie să se ia $R_1 \leqslant 1$ MΩ, atunci tensiu-

nea de alimentare trebuie mărită cu cca 0,6 V față de valoarea calculată (dacă prin rotunjire nu s-a realizat deja o astfel de creștere).

1) Se dimensionează condensatoarele de cuplaj și de decuplaj astfel ca la frecvența limită de jos f_j (în cazul unei benzi de frecvență) sau la o frecvență de 5...10 ori mai mică decît frecvența fixă a semnalului (în cazul unui semnal cu frecvență fixă) ele să nu afecteze caracteristica de frecvență a amplificatorului [24], /5/. Se face o excepție la dimensionarea condensatorului de tip C_s sau C_{BS} care, fiind de obicei cel mai mare dintre toate condensatoarele circuitului, este lăsat să producă o atenuare de 3 dB la frecvența f_j. La acest condensator se ține cont și de toleranța negativă posibilă (de obicei – 10%).

Pentru sarcină rezistiv-inductivă la frecvențe joase se va utiliza în calcule componenta rezistivă R_s.

Se utilizează deci relațiile [24], /5/

$$C_{ES} \cong \frac{1,1}{2\pi f_j R_s}, \tag{3.19}$$

(relația exactă, dată în /5/, este greu de aplicat aici)

$$C_S = \frac{1,1}{2\pi f_j R_s}, \tag{3.20}$$

(rezistența de ieșire a amplificatorului cu reacție negativă este neglijabilă)

$$C_B \geqslant \frac{5\ldots10}{2\pi f_j R_B}, \tag{3.21}$$

$$C_E > \frac{5\ldots10}{2\pi f_j R_E}, \tag{3.22}$$

(cu valori mai mari atunci cînd C_E nu rezultă de dimensiuni exagerate)

$$C_3 \geqslant \frac{10\ldots20}{2\pi f_j (R_G + R_1)}, \tag{3.23}$$

sau cu R_v în locul lui R_1 – dacă este cazul.

Tensiunile nominale ale condensatoarelor de mai sus (de obicei electrolitice) sînt

– pentru C_{BS}, C_S, C_B : $\geqslant E_C/2$
– pentru C_{F1} : $\geqslant 2/3 E_C$
– pentru C_E : $\geqslant$ 3 V
– pentru C_{F2} : $\geqslant E_C$
– pentru C_3 – conform situației din circuitul de intrare.

m) Se stabilește valoarea condensatorului de corecție C_1 cu ajutorul diagramei din fig. 3.7 [24]. Aceasta se apreciază în funcție de valorile înscrise pe dreptele din diagramă aflate în apropierea punctului de intersecție între linia orizontală dusă la A_u [dB] și verticala dusă la frecvența f_s sau la o frecvență superioară frecvenței fixe a semnalului — după caz.

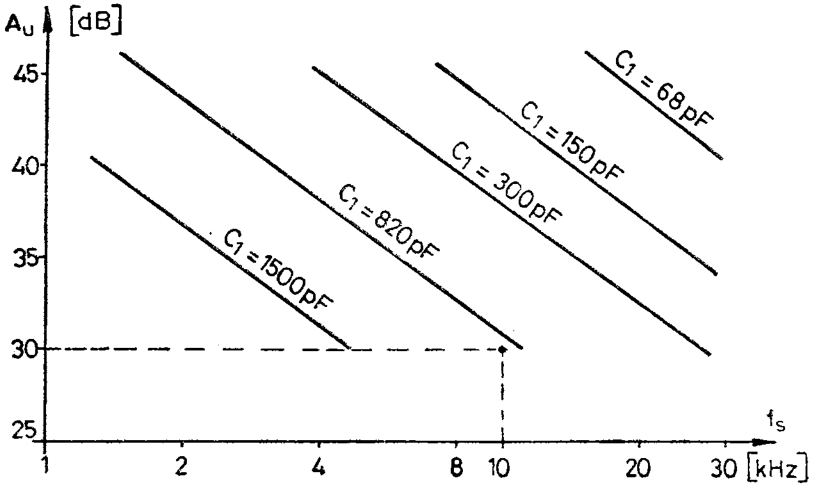


Fig. 3.7. Diagramă pentru corecția amplificatoarelor audio.

n) Se calculează curentul mediu maxim consumat de amplificator de la sursa E_C

$$I_{medmax} = \frac{E_C}{2\pi\,(R_s + R_{sat})} + I_C, \tag{3.24}$$

cu

$$R_{sat} = \begin{cases} 1{,}15\Omega \text{ pentru TBA790T} \\ 0{,}45\Omega \text{ pentru TCA150T,} \end{cases}$$

cu Z_s în loc de R_s pentru sarcină rezistiv-inductivă alimentată cu frecvență fixă, dar cu valoarea impedanței de sarcină de la frecvența limită de jos în cazul unei benzi de frecvență a semnalului (componenta rezistivă în cazul difuzoarelor). I_C a fost deja calculat cu relația 3.10 (în general aici neglijabil).

Se recomandă folosirea unei tensiuni de alimentare stabilizate, deoarece variațiile tensiunii rețelei produc complicații. În cazul

unei alimentări nestabilizate este necesar să se ia în considerare la calcule variaţia maximă a tensiunii E_C (aici nu a fost considerată).

În privinţa pulsaţiilor admise ale tensiunii de alimentare se pot vedea indicaţiile de la calculul circuitului redresor (paragraful 2.1).

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un amplificator de audiofrecvenţă care are drept sarcină un difuzor electrodinamic cu $Z_s=9{,}5\Omega$ la 3 kHz şi $R_s=6\Omega$. Puterea activă necesară pe sarcină este $P_{sn}=2$W la un factor de distorsiuni maxim $\delta_{max}=2$ %. Frecvenţele limită ale benzii amplificatorului sînt $f_i=200$ Hz şi $f_s=10$ kHz. Amplitudinea maximă a semnalului de intrare este $u_{intrm}=240$ mV. Sursa se semnal prezintă legătură galvanică la masă prin rezistenţa $R_G=2$kΩ şi nu are componentă continuă de tensiune. Amplificatorul necesită o reglare a puterii de ieşire de la zero. Temperatura maximă a mediului $t_{amax}=50$ °C.

Se adoptă schema din fig. 3.3 — cu sarcina conectată la borna plus a sursei de alimentare şi cu reglaj al puterii de ieşire prin R_g.

Întrucît impedanţa de sarcină este mare iar cos φ relativ redus şi anume

$$\cos\varphi = \frac{R_s}{Z_s} = \frac{6}{9{,}5} = 0{,}632$$

se poate anticipa că puterea activă de 2 W pe sarcină nu se poate obţine cu amplificatorul de tip TBA790T. Se verifică deci direct dacă se poate utiliza amplificatorul de tip TCA150T. Se calculează în acest scop

$$P_{smax}=0{,}108\,\frac{E_{cmax}^2}{Z_s}\cdot\frac{\cos\varphi}{\left(1+\frac{0{,}45}{Z_s}\right)^2}=$$

$$=0{,}108\,\frac{18^2}{9{,}5}\cdot\frac{0{,}632}{\left(1+\frac{0{,}45}{9{,}5}\right)^2}=2{,}11\text{ W}.$$

Pentru un factor de distorsiuni $\delta_{max}=2$ % rezultă din diagrama din fig. 3.6 (curba R_{smed} deoarece $Z_s>8\Omega$) un raport $P_s/P_{smax}=0{,}96$. Cu acesta

$$P_s=0{,}96\,P_{smax}=0{,}96\cdot 2{,}11=2{,}02\text{ W}.$$

Deoarece aceasta este mai mare decît $P_{sn}=2$ W, se poate utiliza amplificatorul de tip TCA150T.

Se determină puterea

$$P_{smaxn} \geqslant \frac{P_{sn}}{0.96} = \frac{2}{0,96} = 2,08,$$

cu care, din relația 3.6, se obține

$$E_C = \left(1 + \frac{0,45}{Z_s}\right) \cdot \sqrt{\frac{P_{smaxn} Z_s}{0,108 \cos\varphi}} =$$

$$= \left(1 + \frac{0,45}{9,5}\right) \cdot \sqrt{\frac{2,08 \cdot 9,5}{0,108 \cdot 0,632}} = 17,75 \text{ V}.$$

Aceasta se rotunjește la 18 V, care este și valoarea maximă admisă. Curentul de repaos al amplificatorului va fi

$$I_Q = [4,3 + 0,75\,(E_C - 4)] \cdot 10^{-3} = [4,3 + 0,75\,(18 - 4)] \cdot 10^{-3} = 0,015 \text{ A}.$$

Puterea disipată medie pe capsula circuitului integrat este

$$P_{dmedmax} = \frac{0,05 E_C^2}{R_s} + I_C E_C = \frac{0,05 \cdot 18^2}{6} + 0,015 \cdot 18 = 3,06 \text{ W}.$$

Este ușor de constatat că $P_{dMAX0} < P_{dmedmax}$. Deci este necesar să se prevadă radiator. Se determină puterea disipată

$$P_{dMAXr} = 5,2\,\frac{125 - t_{amax}}{100} = 5,2\,\frac{125 - 50}{100} = 3,9 \text{ W},$$

care arată că dimensiunea radiatorului plan va fi mai mică decît 100 cm².

Radiatorul trebuie dimensionat pentru puterea $P_{dmedmax}$ conform paragrafului 1.6 și calculul nu se mai prezintă aici.

Amplitudinea tensiunii de ieșire va fi

$$u_{sm} = \sqrt{\frac{2 P_{sn} Z_s}{\cos\varphi}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 2 \cdot 9,5}{0,632}} = 7,75 \text{ V},$$

iar amplificarea de tensiune :

$$A_u = \frac{u_{sm}}{u_{intrm}} = \frac{7,55}{0.24} = 31,5\ ;\ A_u\,[\text{dB}] = 20 \log A_u = 20 \log 31,5 \cong 30.$$

Rezistența de reacție

$$R_R = \frac{R_{10}}{A_u - 1} = \frac{7\,850}{31,5 - 1} = 258\Omega,$$

care se normalizează la $261\Omega \pm 2\%$.

Întrucît sursa de semnal nu prezintă componentă continuă de tensiune și este necesar reglaj de putere pe sarcină de la zero, nu se utilizează la intrare condensatorul C_3 și se utilizează potențiometrul R_v care se poate adopta de 100 kΩ.

Se stabilesc capacitățile condensatoarelor de cuplaj și de decuplaj : $C_{F1}=$ $=100$ μF/16 V (EG 52.52), $C_{F2}=100$ μF/25 V (EG 52.53),

$$C_{BS} \cong \frac{1{,}1}{2\pi f_j R_s} = \frac{1{,}1}{2\pi \cdot 100 \cdot 6} = 292 \ \mu\text{F},$$

care se normalizează la $C_{BS}=330$ μF/10 V (EG 52.57)

$$C_E \geqslant \frac{10}{2\pi f_j R_E} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 216} = 62 \ \mu\text{F},$$

care se normalizează la $C_E=100$ μF/4 V (EG 52.48).

Condensatorul de corecție se stabilește conform diagramei din fig. 3.7 la o valoare mai mare de 820 pF, de exemplu 1 nF, utilizîndu-se un condensator ceramic (tip CGU32.15).

Curentul mediu consumat de amplificator de la sursa E_C este (la frecvențe joase, cînd sarcina se comportă rezistiv)

$$I_{medmax} = \frac{E_C}{2\pi (R_s + R_{sat})} + I_C = \frac{18}{2\pi (6+0{,}45)} + 0{,}015 = 0{,}46 \ \text{A}.$$

3.2. PROIECTAREA AMPLIFICATORULUI DE JOASĂ FRECVENȚĂ CU CIRCUIT INTEGRAT ROB 151

Cu ajutorul circuitului integrat ROB151 [28] se poate realiza un amplificator de joasă frecvență dacă i se atașează un etaj final în contratimp în clasă AB sau B cu tranzistoare discrete (fig. 3.8) /31/. Deoarece circuitul integrat ROB151 nu se poate alimenta cu tensiune $E_C > 8$ V, este indicată utilizarea în etajul final a unor tranzistoare de germaniu (cu tensiune U_{BE} în repaos redusă). Se poate obține astfel o putere maximă pe sarcină rezistivă $R_s=4\Omega$ de cca 1,2 W cu distorsiuni de cîteva procente și cu o putere disipată medie pe tranzistoarele finale de 0,4 W (tranzistoarele de tip AC180K și 181K nu necesită radiator dacă $t_{amax} \leqslant$ $\leqslant 30$ °C).

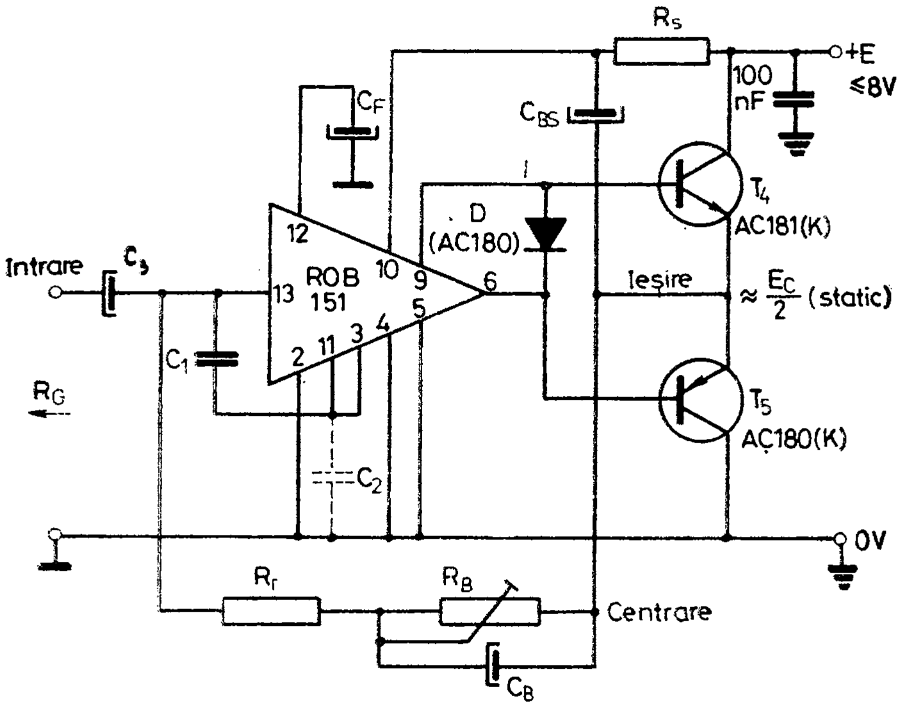


Fig. 3.8. Amplificator de joasă frecvență cu circuit integrat ROB 151.

Circuitul poate fi dimensionat astfel încît să funcționeze și cu tensiune de alimentare de 3 V și poate fi simplu alimentat de la baterii. Circuitul integrat prezintă zgomot redus.

Structura circuitului integrat ROB151 și conexiunile la capsulă sînt prezentate în fig. 3.9.

Principalele date ale circuitului integrat ROB151 sînt :

– tensiunea maximă de alimentare, $E_{CMAX}=8$ V,

– tensiunea minimă de alimentare, $E_{Cmim}=3$ V,

– curentul static maxim de colector al tranzistorului T_3, $I_{C3MAX}=25$ mA,

– factorul de amplificare β al primului tranzistor la curentul de 1 mA : minim 30, tipic 80, maxim 200 (250),

– curentul maxim (incidental) de bază al tranzistorului T_1, $I_{B1MAX}=10$ mA,

– amplificarea de tensiune fără reacție, $A_{utot} \geqslant 70$ dB,

– banda de frecvență fără reacție : 600 kHz.

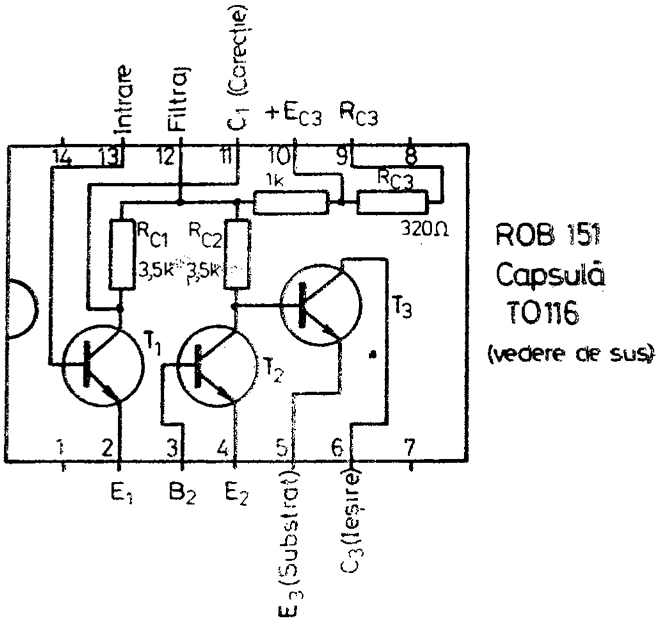


Fig. 3.9. Capsula și structura circuitului integrat ROB 151.

Datorită caracteristicilor sale, amplificatorul integrat ROB151 poate fi folosit în multe aplicații interesante /33/, /31/ ce nu sînt indicate în catalog (amplificatoare, oscilatoare, relee, surse stabilizate, circuite basculante), mergînd pînă la frecvențe de cîțiva MHz.

Ca un dezavantaj al acestui circuit integrat trebuie considerată dispersia mare a factorului de amplificare static β, ceea ce impune o ajustare a polarizării și centrării tensiunii de ieșire pentru fiecare exemplar de circuit realizat. Ajustarea tensiunii de ieșire statice mai este necesară și pentru a se obține excursie maximă de tensiune la etajul final, ținînd cont că etajul pilot poate, datorită conexiunii bootstrap ($R_{intr4(5)} > R_{C3}$), să furnizeze semnal cu ceva mai mare decît cel considerat în calcule dacă punctul de funcționare static al tranzistorului T_3 se mută puțin spre tensiuni mai mari. În acest caz tensiunea statică de ieșire va fi cu cîteva zecimi de volt deasupra valorii $E_C/2$. Ajustarea necesită vizualizarea pe osciloscop a tensiunii de ieșire maxime.

Din același motiv (dispersia factorului β) circuitul din fig. 3.8 nu se poate realiza pentru amplificări cu reacție mari și tensiuni de alimentare reduse cu o cale comună de reacție și polarizare

(așa cum este realizată aici prin R_r și $R_B \| C_B$) fiind necesară separarea celor două căi ca în fig. 3.10.

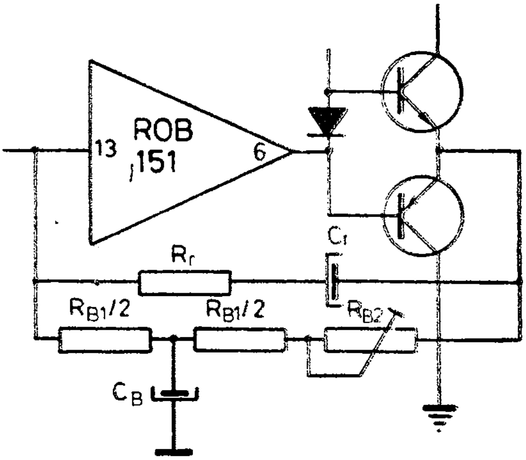


Fig. 3.10. Separarea reacției de regim dinamic și polarizării amplificatorului.

Pentru calculul amplificării cu reacție a circuitului din fig. 3.8 (care prezintă o reacție negativă de tip paralel-paralel) este necesar să se cunoască rezistența internă R_G a sursei de semnal iar pentru ca amplificarea să fie stabilă trebuie ca R_G să fie stabilă. Pentru obținerea unor amplificări de tensiune cu reacție de ordinul sutelor (cu R_r de valori normale), sursa de semnal trebuie să prezinte rezistență R_G de valoare redusă (cîțiva kΩ).

Principalele date ale tranzistoarelor AC180K și 181K sînt:

Tabelul 3.2

Date		AC 180K, 181 K
Tensiunea maximă între colector-emitor, U_{CEMAX}		16 V
Curentul de colector de vîrf, i_{cmMAX}	AC 180 :	3 A
	AC 181 :	2A
Puterea disipită maximă fără radiator la t_a=25 °C		0,44W
Puterea disipată maximă cu radiator de suprafața 50 cm²		1,7 W
Temperatura maximă a joncțiunii, t_{jMAX}		100 °C
Rezistența termică, R_{ja}		30°C W
Rezistența termică, R_{ca}		140°C/W
Aria de contact cu radiatorul, A_c		80 mm²
Factorul de amplificare a curentului β, la curentul I_C=0,6 A și U_{CE}=1 V pe categorii (categoria este adăugată la indicativ) :	V	50...100
	VI	75...150
	VII	125...250
	VIII	150...300

Tranzistoarele de mai sus au colectorul izolat față de capsulă și pot fi deci montate pe același radiator (cu suprafața egală cu suma suprafețelor radiatoarelor separate și cu tranzistoarele montate în centrul părții proprii din radiator). Litera K din indicativ arată prezența unui corp de fixare pe radiator, montat pe tranzistor.

Caracteristicile de transfer $i_C = f(i_B)$ pentru tranzistoarele cu factorul β minim din fiecare categorie mai des utilizată sînt prezentate în fig. 3.11 iar caracteristicile de transfer $i_C = f(u_{BE})$ — în fig. 3.12.

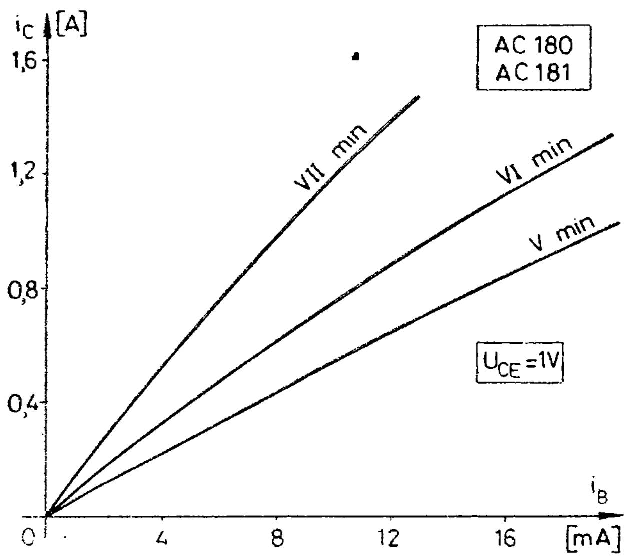


Fig. 3.11. Caracteristicile de transfer curent — curent pentru trei categorii de tranzistoare AC 180 și AC 181.

În cazul în care puterea disipată pe tranzistoare rezultă sub 0,3 W se pot utiliza tranzistoarele AC180 și AC181 simple (fără corpul de fixare pe radiator).

Din cauza dispersiei mari a factorului β în cadrul fiecărei categorii și din cauza inegalității și dispersiei tensiunilor U_{BE} (fig. 3.12) cele două tranzistoare complementare nu se pot împerechia bine. Deoarece etajul final constă din repetoare pe emitor iar amplificatorul are o reacție eficientă, situația de mai sus nu creează probleme.

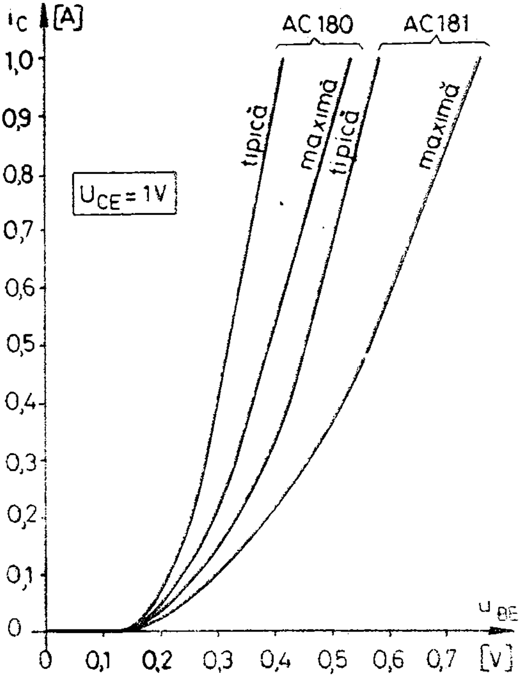


Fig. 3.12. Caracteristici de transfer tensiune-curent ale tranzistoarelor AC 180 și AC 181.

Dioda de polarizare a tranzistoarelor finale este o joncțiune emitoare sau colectoare de tranzistor AC 180(K) sortată astfel încît să aibă (la curentul ce o parcurge în schemă) o cădere de tensiune $\leqslant 0{,}32$ V. Dioda asigură astfel o tensiune de polarizare $U_{BE} \leqslant 0{,}16$ V pentru tranzistoarele finale, ceea ce conduce la un curent de repaos prin acestea $I_C \leqslant 10$ mA. Dioda se montează (prin intermediul corpului de fixare) pe același radiator ca și tranzistoarele finale (dacă există radiator) pentru a reduce polarizarea de repaus a tranzistoarelor finale la creșterea temperaturii acestora.

DATE DE PROIECTARE

Pentru proiectarea amplificatorului sînt necesare următoarele date inițiale :

– rezistența de sarcină (în cazul unei sarcini rezistive), R_s,

– impedanța de sarcină pentru sarcină rezistiv-inductivă, la frecvența fixă de funcționare sau la o frecvență medie (în cazul unei benzi de frecvență, la 2...3 kHz pentru difuzoare electrodinamice) și componenta ei rezistivă : Z_s și R_s,

– puterea activă maximă necesară pe sarcină : P_{sn} sau tensiunea de alimentare, E_C și precizarea dacă se va utiliza excursia maximă a tensiunii de ieșire,

– frecvența fixă de funcționare sau frecvențele limită ale benzii : f sau f_j, f_s,

– amplitudinea maximă a tensiunii sursei de semnal în gol și rezistența de ieșire a acesteia : e_{gm} și R_G,

– temperatură maximă a mediului ambiant t_{amax},

– categoria tranzistoarelor AC180 și AC181 disponibile.

PROIECTAREA AMPLIFICATORULUI

Se consideră cazul cînd tranzistoarele finale sînt de tipul AC 180 (K) și AC 181(K). Pentru alte tranzistoare procedura de calcul nu se modifică esențial. Se vor parcurge următoarele etape :

a) Se calculează puterea activă maximă ce se poate realiza în cazul cînd este dată tensiunea E_C, cu relația

$$P_{smax}=0{,}12R_s\left(\frac{E_C-1{,}02}{Z_s+0{,}45}\right)^2, \tag{3.25}$$

unde R_s este componenta rezistivă a impedanței Z_s. Relația este dedusă pentru cazul cel mai defavorabil (tensiune de saturație maximă la etajul pilot tensiuni u_{BE} maxime la tranzistoarele finale) și este valabilă pentru $E_C=3...8$ V. În cazul unei sarcini rezistive Z_s se înlocuiește cu R_s.

În cazul cînd este dată puterea activă necesară în sarcină P_{sn} și aceasta este mai mică decît 1,2 W pentru $R_s \geqslant 4\Omega$, se determină tensiunea E_C cu relația

$$E_C=2{,}88\,(Z_s+0{,}45)\sqrt{\frac{P_{sn}}{R_s}}+1{,}02. \tag{3.26}$$

Dacă rezultă $E_C > 8$ V, înseamnă că circuitul nu poate fi utilizat în scopul propus. Dacă $E_C < 8$ V, se rotunjește în sus la jumătate de volt sau la un număr întreg. Se calculează apoi P_{smax} cu relația 3.25.

b) Se verifică valoarea maximă a curentului de vîrf prin tranzistoarele finale (la limita regiunii de saturație)

$$i_{cm} = i_{sm} = \sqrt{\frac{2P_{smax}}{R_s}}, \tag{3.27}$$

unde în cazul sarcinii rezistiv-inductive R_s reprezintă componenta rezistivă a acesteia.

Este necesar ca

$$i_{cm} < i_{cmMAX} = 2 \text{ A}, \tag{3.28}$$

la frecvențe joase dar atunci cînd amplificatorul funcționează și la frecvențe de ordinul kiloherzilor, pentru siguranță, se limitează curentul de vîrf la valoarea

$$i_{cm} < 1{,}5 \text{ A}. \tag{3.28'}$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită, atunci nu se poate utiliza circuitul din fig. 3.8 în scopul propus.

c) Se stabilește categoria tranzistoarelor finale. În cazul cînd se utilizează ca rezistență de colector a tranzistorului T_3 din integrat — rezistența integrată de 320Ω (cazul din fig. 3.8) pentru ca să se atingă scopul propus prin conexiunea bootstrap (excursie maximă de tensiune la etajul pilot, deci și la etajul final) este necesar să se îndeplinească o condiție de forma

$$R_{intr(4)5} \geqslant R_{C3}, \tag{3.29}$$

sau în altă formă ($h_{11E} \cong 20\Omega$)

$$h_{21Emin} R_s \geqslant 300\Omega, \tag{3.30}$$

unde pentru cazul unei sarcini rezistiv-inductivă alimentată la o frecvență fixă se va lua Z_s în loc de R_s (caz mai favorabil). Rezultă deci următoarea utilizare obligatorie a diferitelor categorii de tranzistoare AC 180 și 181 ;

— categoriile V, VI, VII, VIII pentru $R_s \geqslant 6\Omega$,

— categoriile VI, VII, VIII pentru $R_s \geqslant 4\Omega$,

— categoriile VII, VIII pentru $R_s \geqslant 2{,}4\Omega$,

— categoria VIII pentru $R_s \geqslant 2\Omega$.

Dacă nu sînt disponibile tranzistoarele de categoria necesară în cazul sarcinilor $R_s < 6\Omega$ și nu se poate face sortarea tranzistoarelor după β, există soluția de a se schimba valoarea membrului drept din condiția 3.30 prin conectarea între bornele 9 și 10 ale

circuitului integrat (deci în paralel cu rezistența de 320Ω) a unei rezistențe externe potrivite, dar nu mai mică de 300Ω :

$$R_{ext} \geqslant \frac{320\,(h_{21Emin}R_s+20)}{300-h_{21Emin}R_s}\quad [\Omega], \tag{3.31}$$

În același scop mai este posibilă soluția de a nu se utiliza rezistența integrată de 320 Ω (borna 9 nefolosită la circuitul integrat) și de a se conecta rezistența externă necesară în acest caz

$$150 \leqslant R'_{ext} \leqslant h_{21Emin}R_s+20\quad [\Omega]. \tag{3.32}$$

Prin folosirea unei rezistențe externe, componenta continuă de curent prin sarcină crește față de valoarea inițială (de cca 10 mA) putînd ajunge la dublu în cazul valorii minime admise pentru R_{ext} sau R'_{ext}.

d) Se calculează puterea disipată medie maximă pe tranzistoarele finale cu relația

$$P_{dmedmax} \simeq 0{,}025\,\frac{E_C^2}{R_s}, \tag{3.33}$$

unde în cazul sarcinii rezistiv-inductive R_s reprezintă componenta rezistivă a acesteia.

Pentru a se verifica dacă tranzistoarele necesită radiator se calculează

$$P_{dMAX0}=0{,}44\,\frac{100-t_{amax}}{75}. \tag{3.34}$$

Dacă

$$P_{dmedmax} \leqslant P_{dMAX0},$$

nu este necesar radiator. În caz contrar se trece direct la calculul radiatorului pentru puterea $P_{dmedmax}$, care nu va rezulta cu suprafață mare. În general, cînd $R_S \geqslant 4\Omega$, este necesar radiator numai dacă $t_{amax} > 30\,°C$.

e) Se stabilește curentul de colector static al tranzistorului pilot $(T_3)-I_{C3}$ considerînd că $R_s \ll R_{C3}$

$$I_{C3}=\frac{E_C-U_{D0}-U_{CEs3}}{2\,(R_{C3}+r_d)}, \tag{3.35}$$

în care : $U_{D0}=0{,}2$ V, reprezintă tensiunea de deschidere a diodei D (pe caracteristica idealizată),

$r_d=50...60\,\Omega$, reprezintă rezistența dinamică a diodei D la curent de ordinul 5...10 mA

$$U_{CEs3}=0{,}7+0{,}0175E_C\quad [V], \tag{3.36}$$

şi reprezintă tensiunea la limita regiunii de saturaţie a tranzistorului pilot pentru cazul cînd nu se utilizează rezistenţă externă între bornele 9 – 10 ale integratului ($R_{C3}=320\,\Omega$).

În cazul utilizării unei rezistenţe externe rezultă

$$R_{C3}=320 \parallel R_{ext} \; [\Omega] \tag{3.37}$$

sau $R_{C3}=R_{ext}$, după caz, iar tensiunea U_{CEs3}

$$U_{CEs3} \simeq 0{,}75+0{,}02E_C \quad [\mathrm{V}]. \tag{3.38}$$

Dioda D (joncţiune de tranzistor AC 180(K)) trebuie astfel sortată încît la curentul I_{C3}, rezultat mai sus, să prezinte o cădere de tensiune $U_D \leqslant 0{,}32$ V.

f) Se determină curentul mediu maxim consumat de la sursa de alimentare E_C

$$I_{Cmedmax}=\frac{i_{cm}}{\pi}+I_{C3}+I_{C4(5)}, \tag{3.39}$$

unde $I_{C4(5)}$ este curentul de repaos al etajului final şi în mod normal este în jur de 10 mA.

g) Se determină tensiunea de ieşire a amplificatorului

$$u_{sm}=i_{sm}R_s, \tag{3.40}$$

şi amplificarea de tensiune totală a circuitului

$$A_{ut}=\frac{u_{sm}}{e_{gm}}. \tag{3.41}$$

Rezistenţa de reacţie necesară va fi atunci

$$R_r=A_{ut}R_G. \tag{3.42}$$

h) se calculează limitele rezistenţei totale de polarizare a intrării amplificatorului ţinînd cont de dispersia factorului de amplificare al tranzistoarelor din circuitul integrat şi de caracteristica de intrare a primului tranzistor /33/

$$(R_r+R_B)_{min} \simeq 83{,}5\frac{E_C-1{,}2}{E_C-0{,}6}-2 \quad [\mathrm{k}\Omega], \tag{3.43}$$

$$(R_r+R_B)_{max} \simeq 555\frac{E_C-1}{E_C-0{,}5}-11 \quad [\mathrm{k}\Omega]. \tag{3.44}$$

Dacă rezultă $(R_r+R_B)_{min} > R_r$, se determină din aceste sume rezistenţele R_{Bmin} şi R_{Bmax}. Rezistenţa semireglabilă R_B se adoptă normalizată peste valoarea R_{Bmax}.

Dacă rezultă $(R_r+R_B)_{min} < R_r$ calculat cu relația 3.42, înseamnă că nu se poate utiliza calea comună de reacție și polarizare și este necesar să se separe cele două circuite ca în fig. 3.10. În acest caz se adoptă

$$R_{B1}=(R_r+R_B)_{min}, \tag{3.45}$$

$$R_{B2}=(R_r+R_B)_{max}-(R_r+R_B)_{min}, \tag{3.46}$$

și se normalizează corespunzător.

i) Se face calculul capacității condensatoarelor de cuplaj și de decuplaj din circuitul amplificatorului.

Dacă amplificatorul lucrează pe o frecvență fixă, atunci frecvența f_j cu care se calculează condensatoarele se adoptă de 5...10 ori mai mică decît aceasta.

Întrucît pînă la centrarea tensiunii statice de ieșire aceasta poate avea valori mai mari decît cea normală, condensatoarele C_{BS}, C_B și C_F se adoptă cu tensiune nominală $\geqslant E_C$.

Calculul lui C_{BS} se face cu relația 3.19 din paragraful 3.1.

Condensatorul de la intrare C_3 se determină cu relația

$$C_3 \geqslant \frac{10\ldots20}{2\pi f_j R_G} \tag{3.47}$$

(rezistența de intrare a amplificatorului cu reacție negativă paralel-paralel este neglijabilă).

Condensatorul de filtraj C_F se dimensionează cu relația /5/

$$C_F \geqslant \frac{20\ldots30}{\pi f_j (2R_F \parallel R_{C1})} \simeq \frac{1\ldots1,5}{200 f_j}. \tag{3.48}$$

Condensatorul de decuplare C_B din fig. 3.8 se dimensionează cu relația

$$C_B \geqslant \frac{20\ldots30}{2\pi f_j (R_r \parallel R_{Bmin})}, \tag{3.49}$$

iar cel din fig. 3.10 cu relația

$$C_B \geqslant \frac{20\ldots30}{\pi f_j R_{B1}}. \tag{3.50}$$

Condensatorul C_r din fig. 3.10 se calculează cu relația

$$C_r \geqslant \frac{20\ldots30}{2\pi f_j R_r}. \tag{3.51}$$

Condensatorul de corecţie C_1 depinde de valoarea amplificării de tensiune fără şi cu reacţie şi nu se cunoaşte o regulă după care să fie ales. În general, o valoare de ordinul 220 pF asigură evitarea oscilaţiilor amplificatorului în cele mai multe cazuri (valorile utilizate pe diferite exemplare de circuit au fost cuprinse între 39 pF... 1 nF). Atunci cînd oscilaţiile de înaltă frecvenţă nu se pot elimina cu această capacitate, se utilizează în plus condensatorul C_2 de 20 nF între borna 11 şi masă.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un amplificator de joasă frecvenţă cu circuit integrat ROB151 care lucrează pe o sarcină rezistivă $R_s=4\ \Omega$ la frecvenţa fixă de 400 Hz, puterea necesară pe sarcină fiind de 1 W. Tensiunea $e_{gm}=30$ mV iar $R_G=0{,}5$ kΩ. Sursa de semnal nu prezintă componentă continuă de tensiune. Temperatura maximă a mediului $t_{amax}=30$ °C. Sînt disponibile toate categoriile de tranzistoare AC180 şi AC181 (K).

Deoarece $P_{sn} < 1{,}2$ W se calculează tensiunea E_C necesară

$$E_C=2{,}88\ (R_s+0{,}45)\sqrt{\frac{P_{sn}}{R_s}}+1{,}02=$$

$$=2{,}88\ (4+0{,}45)\sqrt{\frac{1}{4}}+1{,}02=7{,}43 \cong 7{,}5\ \text{V} < 8\ \text{V}.$$

Deci circuitul integrat se poate utiliza în scopul propus. Puterea maximă pe sarcină este

$$P_{smax}=0{,}12\ R_s\left(\frac{E_C-1{,}02}{R_s+0{,}45}\right)^2=0{,}12\cdot 4\left(\frac{7{,}5-1{,}02}{4+0{,}45}\right)=1{,}03\ \text{W}.$$

Curentul de vîrf prin tranzistoarele finale este

$$i_{cm}=i_{sm}\sqrt{\frac{2\,P_{smax}}{R_s}}=\sqrt{\frac{2\cdot 1{,}03}{4}}=0{,}717\ \text{A} < 1{,}5\ \text{A},$$

adică nu se depăşeşte valoarea admisă.

Pentru $R_s=4\ \Omega$ se pot folosi categoriile de tranzistoare AC180 şi 181—VI, VII, VIII.

Puterea disipată medie maximă pe tranzistoarele finale este

$$P_{dmedmax}=0{,}025\,\frac{E_C^2}{R_s}=0{,}025\,\frac{7{,}5^2}{4}\cong 0{,}35\ \text{W}.$$

Avînd pentru tranzistoarele cu K în indicativ

$$P_{dMAX0}=0,44\frac{100-30}{75}=0,41\ \text{W}>P_{dmedmax},$$

nu sînt necesare radiatoare.

Curentul static de colector al tranzistorului pilot este

$$I_{C3}\cong\frac{E_C-U_{D0}-U_{CEs3}}{2(R_{C3}+r_d)}=\frac{7,5-0,2-0,83}{2(320+60)\cdot10^{-3}}=8,5\ \text{mA},$$

unde s-a folosit

$$U_{CEs3}=0,7+0,0175\ E_C=0,7+0,0175\cdot7,5=0,83\ \text{V}.$$

Curentul mediu maxim consumat de la sura E_C este

$$I_{Cmedmax}=\frac{i_{cm}}{\pi}+I_{C3}+I_{C4(5)}=\frac{0,717}{\pi}+0,0085+0,01=0,246\ \text{A}.$$

Tensiunea de la ieșirea amplificatorului are amplitudinea

$$u_{sm}=i_{sm}R_s=0,717\cdot4=2,86\ \text{V}$$

și este necesară o amplificare de tensiune totală

$$A_{ut}=\frac{u_{sm}}{e_{gm}}=\frac{2,86}{0,03}=95,5.$$

Rezistența de reacție va fi

$$R_r=A_{ut}R_G=95,5\cdot0,5=47,8\ \text{k}\Omega$$

(valoare normalizată 48,7 kΩ±2%).

Limitele rezistenței totale de polarizare sînt

$$(R_r+R_B)_{min}\cong83,5\frac{E_C-1,2}{E_C-0,6}-2=83,5\frac{7,5-1,2}{7,5-0,6}-2=74\ \text{k}\Omega>R_r,$$

$$(R_r+R_B)_{max}=555\frac{E_C-1}{E_C-0,5}-11=555\frac{7,5-1}{7,5-0,5}-11=504\ \text{k}\Omega,$$

$$R_{Bmin}=74-R_r=74-48,7=25,3\ \text{k}\Omega,$$

$$R_{Bmax}=504-R_r=504-48,7\cong455\ \text{k}\Omega.$$

Se adoptă o rezistență semireglabilă $R_B=500\ \text{k}\Omega$.

Frecvenţa la care se calculează condensatoarele se adoptă $f_j = f/5 = 400/5 = 80$ Hz. Cu aceasta

$$C_{BS} = \frac{1,1}{2\pi f_j R_s} = \frac{1,1}{2\pi 80 \cdot 4} \cong 550\ \mu F,$$

şi se adoptă valoarea normalizată : 680 μF/10 V (EG 62.53)

$$C_3 \geqslant \frac{10}{2\pi f_j R_G} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 80 \cdot 500} = 40\ \mu F,$$

şi se adoptă valoarea normalizată 47 μF/4 V (EG 52.43)

$$C_B \geqslant \frac{20}{2\pi f_j (R_r \parallel R_{Bmin})} = \frac{20}{2\pi \cdot 80 \cdot (48,7 \parallel 25,3) \cdot 10^{-3}} = 2,4\ \mu F,$$

şi se adoptă valoarea normalizată 4 μF/25 V (EG 61.15)

$$C_F = \frac{1}{200 f_j} = \frac{1}{200 \cdot 80} = 62,5\ \mu F,$$

şi se adoptă valoarea normalizată 75 μF/10 V (EG 61.12).

CAPITOLUL 4

PROIECTAREA UNOR CIRCUITE CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

În electronica liniară cel mai utilizat circuit integrat este „amplificatorul operațional", denumire improprie dată din cauza destinației principale a acestuia. După cum se știe, amplificatorul devine operațional numai după atașarea la el a unor rețele exterioare, cînd circuitul are o anumită funcție.

În țara noastră se produc tipurile de amplificator operațional: βA741, βA324 (IPRS [16]), ROB709, ROB101, ROB115, ROB308, ROB324, ROB702 (ICCE [28]).

Datele amplificatoarelor integrate uzuale sînt prezentate în tabelul 4.1.

Tabelul 4.1

Caracteristica	ROB709		βA741		ROB101	
Tensiunea de alimentare maximă, $\pm E_{MAX}$	±18 V		±22 V		±18 V	
Domeniul tensiunii de intrare nesimetrice pentru $\pm E = \pm 15$ V	−8...+8 V		−12...+12 V		−12...+15 V	
Amplificare de tensiune fără reacție pe sarcină	min	tip	min	tip	min	tip
$R_s \geq 2$ kΩ	15 000	30 000	50 000	200 000	25 000	160 000

Rezistența de intrare nesimetrică, R_{intr}	min 150 kΩ, tip 400 kΩ	min 0,3 MΩ, tip 2 MΩ	min 0,5 MΩ, tip 2 MΩ
Decalaj inițial de tensiune	max 5 mV	max 5 mV	max 10 mV
Decalaj inițial de curent	max 200 nA	max 200 nA	max 70 nA
Curent de polarizare a intrărilor	max 0,5 μA	max 0,5 μA	max 0,3 μA
Frecvența limită pentru excursie maximă de tensiune de ieșire (la $\pm E=\pm 15$ V)	2,5 kHz (pentru $A_u=1$)	10 kHz	50 kHz (corecție 3pF)
Curent de ieșire maxim pentru excursie a tensiunii de ieșire apropiată de cea maximă	3 mA	5 mA	12 mA
Excursia maximă a tensiunii de ieșire la curent de ieșire redus și $\pm E=\pm 15$ V	min ±12 V, tip ±14 V	tip ±13,5 V	min ±12 V, tip ±14 V
Curent de alimentare (cu $I_e=0$) la $\pm E=\pm 15$ V	max 3 mA	max 2,8 mA	max 3 mA
Deriva termică de tensiune	(3...10 μV/°C)		tip 6, max 30μV/°C
Deriva termică de curent	(0,3...1 nA/°C)		tip 0,01, max 0,3nA/°C
Viteza maximă de creștere a tensiunii de ieșire, $(du_e/d_t)_{max}$	0,25 V/μs (la $A_u=1$) 2,5 V/μs (la $A_u=10$) pentru $R_s \geq 10$kΩ	0,5 V/μs (A_u indiferent) pentru $R_s \geq 2$ kΩ	0,5 V/μs (cor. 30 pF, $A_u=1$) 4 V/μs (cor. 3 pF, $A_u=10$)
Temperatura ambiantă de funcționare	0...+70 °C	0...+70 °C	0...+70 °C

Amplificatorul de tip βA 741J are performanțe îmbunătățite [16].

În fig. 4.1, *a*, 4.2, *a*, 4.3, *a* se prezintă capsulele celor trei tipuri de amplificatoare operaționale uzuale iar în fig. 4.1, *b*, 4.2, *b*, 4.3, *b* circuitele de echilibrare și compensare în frecvență (corecție).

În fig. 4.4 se prezintă diagramele de încărcare cu curent a ieșirii celor trei tipuri uzuale de amplificatoare operaționale iar în fig. 4.5 caracteristicile : tensiune de ieșire maximă în funcție de frecvență (pentru tensiune sinusoidală).

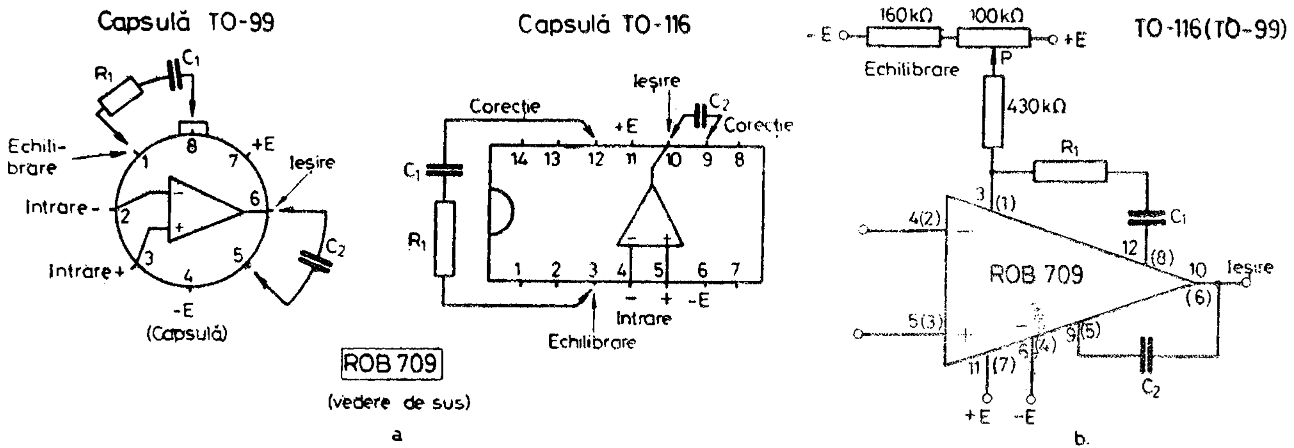


Fig. 4.1. Capsulele şi circuitele anexă ale amplificatorului integrat ROB 709.

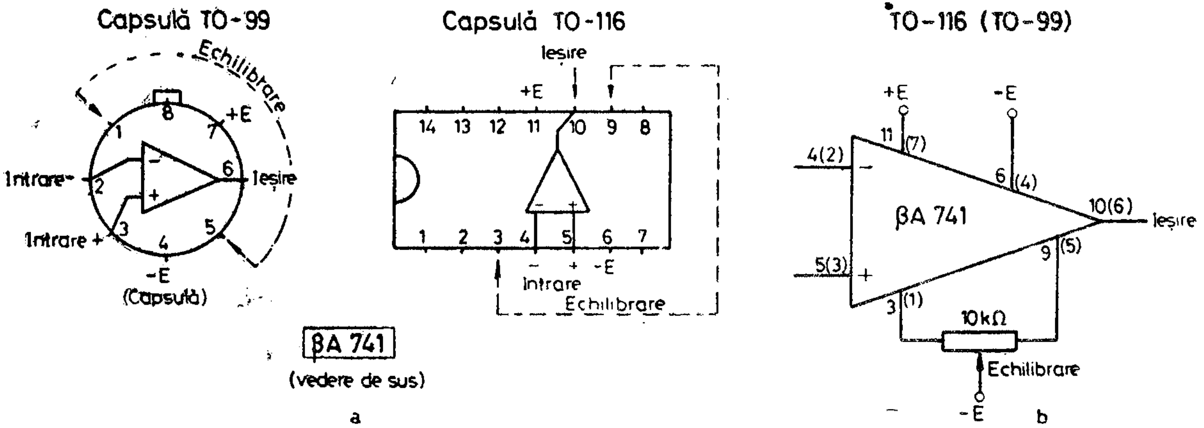


Fig. 4.2. Capsulele şi circuitul de echilibrare al amplificatorului integrat *β A 741.*

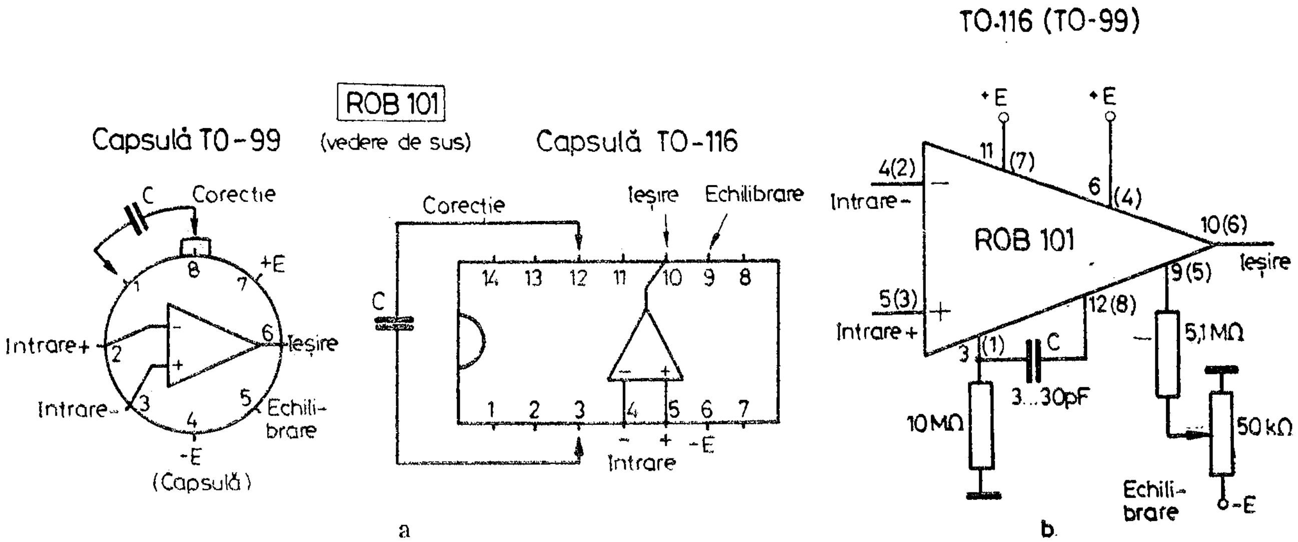


Fig. 4.3. Capsulele și circuitele anexă ale amplificatorului integrat ROB 101.

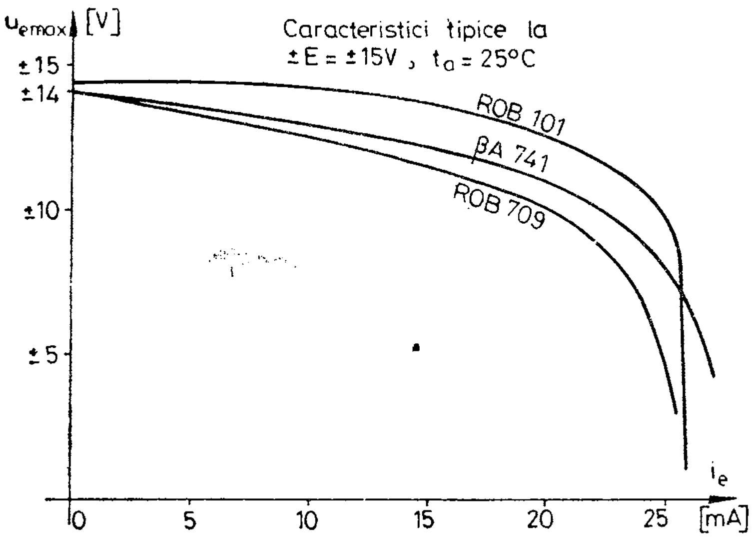


Fig. 4.4. Diagramele excursiei tensiunii de ieşire în funcţie de curentul de ieşire la amplificatoarele integrate uzuale.

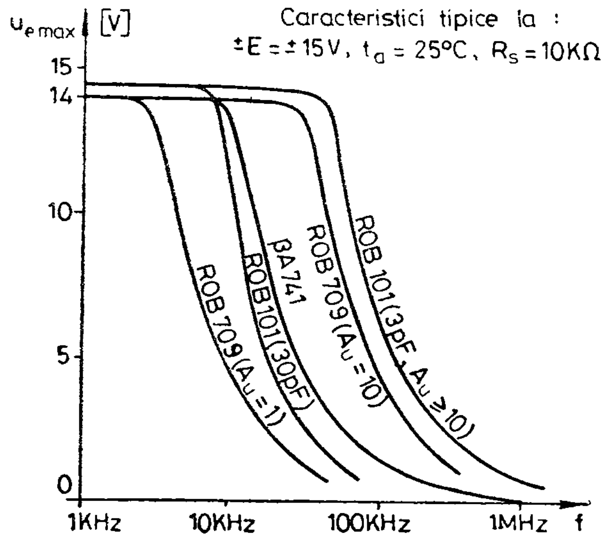


Fig. 4.5. Diagramele excursiei tensiunii de ieşire în funcţie de frecvenţă la amplificatoarele integrate uzuale.

Atît diagramele din fig. 4.5 cît și datele privind viteza maximă de creștere a tensiunii de ieșire din tabelul 4.1 sînt cunoscute pentru anumite rezistențe de sarcină, tensiuni de alimentare de ±15 V și temperatura mediului de 25 °C. Pentru alte condiții apare dificultatea stabilirii performanțelor necesare în calcule. Se știe doar că viteza maximă de creștere se reduce cu cca 0,3% /°C la creșterea temperaturii mediului și cu cca 2,7% /V la reducerea tensiunii de alimentare. Prin urmare, principalul efect – cel al rezistenței de sarcină (al încărcării) – asupra vitezei, nu este cunoscut cantitativ. De aceea, în calcule, cînd condițiile diferă de cele standard, este necesar să se asigure o rezervă în realizarea amplitudinii tensiunii de ieșire la frecvențe mari.

Corecția amplificatorului ROB709 trebuie făcută în funcție de amplificarea cu reacție. Pentru trei valori obișnuite de amplificări cu reacție se dau mai jos valorile elementelor de corecție :

A_u	R_1	C_1	C_2
100	1,5 kΩ	100 pF	3 pF
10	1,5 kΩ	500 pF	20 pF
1	1,4 kΩ	5 nF	200 pF

Corecția amplificatorului ROB101 se poate realiza în trei moduri [28]. Dintre acestea, cel mai simplu și mai des utilizat este corecția cu introducerea unui pol, prezentată în fig. 4.3, *b*. Condensatorul de corecție poate avea valori cuprinse între 3 pF și 30 pF, valoarea maximă asigurînd evitarea oscilațiilor (instabilității) pentru orice amplificare cu reacție în timp ce valoarea minimă asigură stabilitatea numai pentru valori ale amplificării cu reacție $A_u \geqslant 10$ (20 dB). Pentru amplificări mai mici decît 10 se va folosi o capacitate de corecție de ordinul $30/A_u$ [pF]. Pentru modul de corecție denumit „cuplaj înainte“ se obține o creștere a frecvenței superioare din diagrama dată în fig. 4.5 de cca 4 ori. Se poate astfel obține o amplitudine a excursiei tensiunii de ieșire de 1 V la frecvența de 2 MHz.

După cum se știe, amplificatorul integrat βA741 nu necesită corecție externă (avînd capacitatea de corecție integrată). Amplificatoarele βA741 și ROB101 includ o protecție la scurtcircuit.

4.1. PROIECTAREA UNEI SURSE DE CURENT COMANDATĂ PRIN TENSIUNE

Sursa de curent bilaterală comandată prin tensiune sau convertorul tensiune-curent din fig. 4.6 este un circuit cunoscut [35], [36], /5/ şi mult utilizat în electronica liniară şi neliniară, în special asociat cu o serie de circuite integrate de alte tipuri, pe care le comandă cu curent. Unele aplicaţii nu pretind rezistenţă de ieşire foarte mare a sursei de curent, situaţie în care dimensionarea circuitului este simplă. Există însă alte aplicaţii în care rezistenţa de ieşire trebuie să aibă valori peste 1 MΩ, cînd dimensionarea circuitului sursei se face cu mare atenţie.

Circuitul sursei are la bază un amplificator operaţional. Din punct de vedere al preciziei şi rezistenţei de ieşire este necesar să se utilizeze un amplificator cu decalaje iniţiale şi derive reduse, cu rezistenţă de intrare şi amplificare mari (ROB308, ROB101, βA741).

Relaţia 4.3 a curentului de ieşire arată că acesta depinde liniar de oricare din tensiunile de comandă U_1 şi U_2 de la intrări, semnul curentului fiind impus de semnele tensiunilor şi de diferenţa lor. Prin urmare, curentul de ieşire este, la acest tip de sursă, bidirecţional.

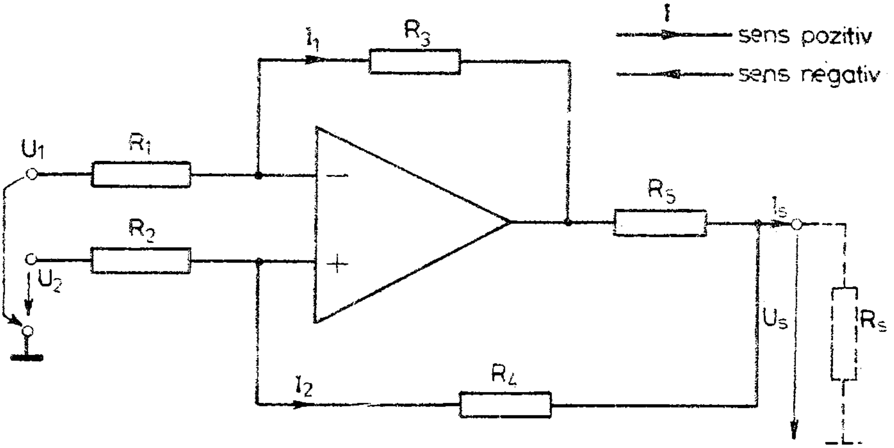


Fig. 4.6. Sursă de curent comandată prin tensiune cu amplificator operaţional.

Sursa prezintă o flexibilitate deosebită întrucît poate debita curent într-o sarcină legată la masă ori într-o sarcină avînd potențialul de la borna de intrare cuprins în gama tensiunii de ieșire a amplificatorului integrat.

Dacă sursele tensiunilor de comandă U_1 și U_2 nu prezintă rezistență internă neglijabilă, aceasta trebuie considerată și inclusă în rezistențele R_1 și R_2. Eventualele oscilații și zgomote de înaltă frecvență ce apar în lipsa sarcinii de la ieșirea circuitului se pot elimina prin anularea la înaltă frecvență a reacției pozitive realizată prin R_4 cu ajutorul unui condensator conectat în paralel cu R_2.

Pentru comanda curentului într-o gamă care nu începe de la zero una din cele două tensiuni de comandă se ia cu valoarea fixă ce impune limita inferioară a curentului, iar cealaltă tensiune — cu valoare reglabilă — va comanda curentul pînă la limita superioară a gamei. În continuare se va trata cazul cînd sursa este comandată printr-o singură tensiune.

Se poate demonstra că în cazul dimensionării sursei de curent din „condiția exactă"

$$\frac{R_3}{R_1}=\frac{R_4+R_5}{R_2}, \tag{4.1}$$

iar rezistențele sînt adoptate cu aceeași toleranță $\pm t$, în cazul cel mai defavorabil rezistența de ieșire a sursei de curent va fi

$$R_{ieșmin}=\frac{R_5(R_2+R_4)}{R_4+R_5}\cdot\frac{1}{4t}=\left(\frac{R_5}{A_u}+R_4\parallel R_5\right)\frac{1}{4t}. \tag{4.2}$$

Această relație arată că pentru obținerea unei rezistențe de ieșire de valoare ridicată trebuie utilizate rezistențe R_5 și R_4 cît mai mari și amplificare de tensiune cu reacție (pentru intrarea inversoare) și toleranța rezistențelor cît mai mici. Dar raportul R_5/A_u nu poate fi totuși influențat, deoarece trebuie respectată relația curentului de ieșire al sursei

$$I_s=(U_2-U_1)\frac{R_3}{R_1R_5}=(U_2-U_1)\frac{A_u}{R_5}. \tag{4.3}$$

Prin impunerea de enunț a limitelor gamei curentului și tensiunii de comandă raportul A_u/R_5 este impus. Rezultă că pentru creșterea rezistenței de ieșire este necesar (exceptînd efectul toleranței) ca R_5 și R_4 să fie cît mai mari.

DATE INIȚIALE

Pentru calculul sursei de curent comandate prin tensiune sînt necesare următoarele date inițiale:

— extremele curentului prin sarcină: I_{smin}, I_{smax} (cu semne și în ordine algebrică, curentul ce intră în sarcină este considerat pozitiv) sau amplitudinea curentului prin sarcină în cazul unei tensiuni de comandă variabilă în timp: i_{cm},

— rezistența de ieșire minimă necesară a sursei de curent: $R_{ieșmin}$,

— extremele tensiunii electromotoare și valoarea rezistenței interne a circuitului de sarcină: E_{smin}, E_{smax} și R_s (tensiunile în ordine algebrică, considerate cu semnul lor față de borna de masă a schemei),

— extremele tensiunii de comandă în gol și rezistența internă a sursei ce o furnizează: U_{cmin}, U_{cmax} (în ordine algebrică) și R_e iar în cazul unei tensiuni de comandă variabile — amplitudinea și frecvența ei maximă: u_{cm}, f_{max},

— temperatura maximă a mediului ambiant: t_{amax} (temperatura minimă nu poate fi < 0 °C).

PROIECTAREA SURSEI DE CURENT COMANDATE PRIN TENSIUNE

Pentru dimensionarea sursei de curent este necesar să se parcurgă următoarele etape:

a) Se stabilesc valorile extreme ale tensiunii pe sarcină:

$$U_{sM}=E_{smax}+I_{smax}R_s, \tag{4.4}$$

$$U_{sm}=E_{smin}+I_{smin}R_s. \tag{4.5}$$

Dintre acestea se alege valoarea absolută maximă

$$|U_{smax}|=MAX\,[|U_{sM}|,\ |U_{sm}|]. \tag{4.6}$$

Dacă tensiunea de comandă este variabilă în timp, curentul prin sarcină va avea aceeași formă de variație în timp. Calculul lui U_{smax} se face la fel, considerînd că I_{smax} este amplitudinea din semiperioada pozitivă iar I_{smin} — amplitudinea din semiperioada negativă a curentului variabil prin sarcină.

b) Se determină tensiunea de alimentare minimă necesară cu relația

$$E_{min} \geqslant |U_{smax}| + (2...3) + \Delta u \quad [V], \qquad (4.7)$$

în care tensiunea de 2...3 V este o valoare minimă a căderii de tensiune pe rezistența R_5 (pentru valori mici ale curentului de sarcină, de cîțiva mA și pentru rezistențele de ieșire ale sursei de curent de valori medii, sute de kΩ), iar Δu este reducerea de tensiune de ieșire a amplificatorului integrat cînd curentul de ieșire al acestuia depășește cîțiva mA. Tensiunea Δu se citește din diagrama din fig. 4.7 la curentul $|I_{smax}|$ +2...3 mA (dacă tensiunea U_{smax} a fost impusă de U_{sM}) sau la curentul $|I_{smin}|$ +2...3 mA (dacă tensiunea U_{smax} a fost impusă de U_{sm}) pentru tipul de amplificator integrat ce se va utiliza. Este necesar deci să se anticipeze (adopte) aici tipul amplificatorului utilizat. Ținînd cont de efectul important al rezistenței de intrare a amplificatorului asupra rezistenței de ieșire a sursei de curent, în cazul cînd se urmărește realizarea unei rezistențe de ieșire de valoare ridicată (⩾ 500 kΩ...2 MΩ), trebuie utilizat un amplificator cu R_{intr} de valoare mai mare (de exemplu ROB101, eventual selectat după rezistența de intrare). Este important, de asemenea, să se utilizeze un amplificator cu decalaj inițial de curent și derivă de curent reduse, pentru asigurarea unei precizii mai bune a curentului prin sarcină. În cazul unor tensiuni U_{smax}

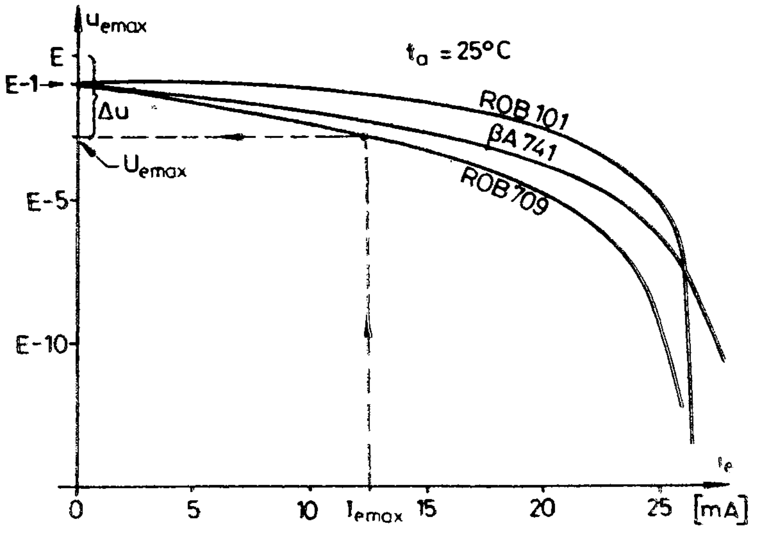


Fig. 4.7. Stabilirea tensiunii de alimentare pentru valori ale tensiunii și curentului de ieșire impuse.

de valoare ridicată (peste 10 V) şi a unui curent de sarcină peste 5 mA, se obţin rezultate mai bune cu un amplificator ce se poate alimenta la tensiuni E mai ridicate (de exemplu βA741) sau cu cădere de tensiune Δu mai mică la curent mare (ROB101). Pentru o producţie de serie trebuie reţinut că preţul integratului βA741 este sensibil mai redus.

Rezerva de curent de 2...3 mA prevăzută pentru curentul I_{smax} corespunde curenţilor ramificaţi de la ieşirea amplificatorului prin rezistenţele R_3 şi R_4.

Întrucît diagramele din fig. 4.7 corespund unei temperaturi a mediului ambiant de 25 °C, pentru temperaturi t_{amax} mai mari trebuie ţinut cont că acestea se deplasează (fără să-şi schimbe originea de la $i_e=0$), astfel încît porţiunea din dreapta cotului se translatează cu cca 1 mA la fiecare 10 °C supratemperatură.

Dacă

$$E_{min} \leqslant E_{MAX}, \tag{4.8}$$

cu $E_{MAX}=18$ V pentru amplificatoarele ROB709 şi ROB101 şi 22 V pentru βA741, atunci amplificatorul adoptat se poate utiliza pentru realizarea sursei propuse.

Cînd condiţia 4.8 permite ($E_{min} < E_{MAX}$) şi în datele de proiectare se impune realizarea unei rezistenţe de ieşire de valoare mare (> 100 kΩ) este necesar să se adopte tensiunea E mai mare decît E_{min}, chiar pînă la valoarea limită admisă E_{MAX}, în scopul creşterii rezistenţei R_5.

După adoptarea tensiunii de alimentare $E > E_{min}$ se stabileşte excursia maximă disponibilă a tensiunii de ieşire a amplificatorului

$$U_{emax} \leqslant E - \Delta u, \tag{4.9}$$

unde Δu are valoarea stabilită la punctul b.

c) Dacă tensiunea de comandă este variabilă în timp trebuie să se verifice posibilitatea de a se realiza amplitudinea necesară a tensiunii de ieşire la frecvenţa maximă impusă fără deformări însemnate. În acest scop se calculează [36]

$$u_{em} = i_{sm} R_s + 2...3 \quad [V] \tag{4.10}$$

$$f_{MAX} = \frac{1}{2\pi u_{em}} \left| \frac{du_e}{dt} \right|_{max}, \tag{4.11}$$

unde: u_{em} este amplitudinea componentei variabile a tensiunii de ieşire a amplificatorului, i_{sm} este amplitudinea impusă a curentului prin sarcină iar mărimea din paranteză reprezintă viteza maximă de creştere a tensiunii de ieşire („slew rate") şi este dată în tabelul

de la începutul prezentului capitol pentru diferite corecții (și amplificări de tensiune cu reacție). Inițial se va adopta valoarea minimă a acestui parametru, deci viteza pentru $A_u=1$.

Dacă nu se îndeplinește condiția

$$f_{max} < f_{MAX},$$

cu o rezervă corespunzătoare în cazul unei rezistențe de sarcină mai mici decît valoarea precizată în Tabelul 4.1 (la viteza de creștere) și nu se mai poate reduce tensiunea u_{em}, amplificatorul de tip βA741 nu se poate utiliza în scopul propus, iar amplificatoarele de tip ROB709 și ROB101 nu se pot utiliza cu amplificare unitară. Întrucît în acest moment nu se cunoaște încă amplificarea necesară se poate stabili prin interpolare (aproximativ) valoarea necesară a amplificării A_u pentru ca totuși unul din aceste ultime două amplificatoare să poată fi utilizat. Amplificările obișnuite ale amplificatorului surselor de curent constant sînt relativ reduse și se pot utiliza deci datele din tabelul amintit (pentru $A_u=1...10$). Se obține astfel

$$A_u \cong \frac{2\pi f_{max} u_{em}}{\left[\left|\frac{du_e}{dt}\right|_{max}\right]_{A_u=1}}, \quad (4.12)$$

care se va transmite la calculul rezistențelor sursei de curent ca o mărime impusă.

Aceeași operație de verificare la frecvență maximă, de mai sus, se poate face și cu ajutorul diagramelor din fig. 4.5 dacă tensiunea de alimentare este egală sau mai mică decît 15 V (în ultimul caz diagramele se vor delimita pe verticală la valoarea tensiunii de ieșire egală cu $E-1$ V). Extrapolarea acestor diagrame peste $u_{emax}=14$ V nu se poate face precis. Și în acest caz trebuie asigurată o rezervă pentru rezistență de sarcină mai mică decît cea dată în tabelul 4.1.

d) Se stabilește limita superioară a rezistenței de la ieșire R_5, cu relația

$$R_{5max} = \frac{U_{emax} - |U_{smax}|}{|I_s|+1} \quad [\Omega], [\text{mA}], \quad (4.13)$$

unde $|I_s|$ este

$$|I_s| = MAX[\,|I_{smax}|,\ |I_{smin}|\,], \quad (4.14)$$

și s-a adoptat o valoare orientativă de 1 mA pentru curentul I_2.

e) În cazul cînd amplificarea A_u nu este impusă de considerentele de la punctul b, rezistența R_5 se adoptă de valoare normali-

zată cu toleranța cea mai redusă posibilă (realizată eventual prin sortare), apropiată de cea calculată și se determină

$$A_u = R_5 \left| \frac{I_{smax} - I_{smin}}{U_{cmax} - U_{cmin}} \right|, \tag{4.15}$$

unde curenții și tensiunile se introduc cu semnele lor (pentru tensiune de comandă variabilă în timp în relație se folosesc amplitudinile curentului de sarcină i_{sm} și tensiunii de comandă, u_{cm} cu semnul plus respectiv cu minus).

În cazul cînd amplificarea A_u este impusă deja la punctul c, se determină din relația 4.15 rezistența R_5 necesară și se verifică îndeplinirea condiției

$$R_5 < R_{5max}, \tag{4.16}$$

cînd circuitul se poate realiza cu amplificatorul adoptat.

În caz contrar trebuie utilizat un alt amplificator integrat care să asigure condițiile de la punctul c la o amplificare mai redusă.

f) Se adoptă rezistențele R_1 și R_2 de la cele două intrări, egale, pe baza următoarelor considerente:

– eroarea introdusă de rezistențele de intrare finite ale amplificatorului (în general inegale pentru cele două intrări, putînd diferi între ele cu cca 10%) cînd $R_1 = R_2$, să nu fie mai mare decît aceea pe care o introduce toleranța rezistențelor. În acest caz trebuie adoptate rezistențele din condiția

$$R_{1,2} \leqslant tR_{intr} \cdot 10^{-1}, \text{ cu t } [\%], \tag{4.17}$$

anticipînd toleranța t necesară în funcție de valoarea impusă pentru rezistența de ieșire (1% pentru valori de ordinul 100...200 kΩ, 0,1% pentru valori de ordinul 1...2 MΩ). Aici R_{intr} este rezistența amplificatorului operațional, minimă sau tipică (dacă se face o sortare a amplificatorului după rezistența de intrare),

– dacă se adoptă $R_1 = R_2$ eroarea în realizarea rezistenței de ieșire calculate, datorată rezistențelor de intrare, este mai mică iar eroarea în curentul de ieșire, datorată decalajului inițial de curent, de asemenea mai mică.

Se determină deci rezistențele $R_1 = R_2$ din condiția de egalitate în relația 4.17 și se normalizează cu toleranța cea mai redusă posibilă (realizată eventual prin sortare). Dacă însă sursa de tensiune de comandă are o rezistență de ieșire $R_c \neq 0$, aceasta trebuie considerată la intrarea corespunzătoare și se va utiliza o rezistență R_1 sau R_2 mai mică cu R_c decît valoarea calculată mai sus.

g) Se determină R_3 din amplificarea de tensiune

$$R_3 = A_u R_1. \tag{4.18}$$

Se calculează apoi rezistența R_4 din condiția ca circuitul să fie o sursă de curent („condiția exactă")

$$R_4 = R_2 \frac{R_3}{R_1} - R_5 = R_3 - R_5, \tag{4.19}$$

întrucît s-a adoptat mai sus $R_1 = R_2$. Rezistența R_4 trebuie și ea realizată cu aceeași toleranță t (eventual prin sortare cînd R_{ie} impusă este mare).

În cazul cînd se cere să se realizeze o rezistență de ieșire mare (> 1 MΩ), este necesar ca rezistența R_4 să se dimensioneze din „condiția exactă" în care se ține cont de rezistența de intrare finită și de amplificarea fără reacție finită ale amplificatorului integrat

$$R_1' (R_4 + R_5) - R_2' R_3 + \frac{1}{A_{u0}} (R_1' + R_3)(R_2' + R_4 + R_5) = 0, \tag{4.20}$$

în care

$$R_1' = R_1 \parallel R_{intr}, \quad R_2' = R_2 \parallel R_{intr}, \tag{4.21}$$

și se folosesc fie valori tipice pentru R_{intr} și A_{u0} fie (pentru precizie mai mare) valori măsurate pe exemplarul de amplificator utilizat.

h) Se stabilesc rolurile tensiunilor U_1 și U_2 după următoarea regulă:

– dacă U_{cmax} și I_{smax} au același semn atunci $U_2 = U_e$ iar U_1 este fixă, de valoarea

$$U_1 = U_{cmin} - I_{smin} \frac{R_5}{A_u}, \tag{4.22}$$

– dacă U_{cmax} și I_{smax} au semne diferite atunci $U_1 = U_c$ iar U_2 este fixă, avînd valoarea

$$U_2 = U_{cmin} + I_{smin} \frac{R_5}{A_u}. \tag{4.23}$$

În relațiile de mai sus, curenții și tensiunile se introduc cu semnele lor.

Pentru realizarea unei tensiuni fixe U_1 sau U_2, de obicei de valoare redusă, se propune soluția utilizării unui divizor alimentat de la una din tensiunile disponibile $\pm E$. În acest caz, folosind teorema lui Thévénin se impune

$$U_1 (U_2) = E \frac{R''}{R' + R''}, \tag{4.24}$$

$$R_1 (R_2) = R' \parallel R'', \tag{4.25}$$

unde R' şi R'' sînt rezistenţele divizorului şi trebuie realizate cu o toleranţă t cel puţin la fel de mică cu aceea a rezistenţelor R_1, R_2.

i) Se stabilesc tensiunile de intrare nesimetrice extreme ale amplificatorului cu rezistenţele de valorile calculate anterior

$$U_i = U_c \frac{R_4}{R_2 + R_4} + U_s \frac{R_2}{R_2 + R_4}, \qquad (4.26)$$

folosită de două ori, cu valorile U_{sM} şi U_{cmax} respectiv U_{sm} şi U_{cmin} — în cazul cînd tensiunea de comandă se aplică la intrarea neinversoare sau cu valorile U_{sM} şi U_2 (în loc de U_c, fixă, dată de relaţia 4.23) respectiv U_{sm} şi U_2 — în cazul cînd tensiunea de comandă se aplică la intrarea inversoare.

Pentru ca amplificatorul să poată funcţiona normal trebuie îndeplinită condiţia

$$|U_i| \leq |U_{iMAX}|, \qquad (4.27)$$

unde U_{iMAX} este tensiunea de intrare nesimetrică maximă admisă, dată în tabelul cu parametrii amplificatoarelor integrate (Tabelul 4.1).

În cazul cînd condiţia 4.27 nu este îndeplinită, este necesar fie să se folosească un amplificator integrat cu tensiune de intrare nesimetrică mai mare, fie să se reia calculele cu o rezistenţă R_5 mai mică (pentru creşterea rezistenţei R_4; de obicei termenul al doilea din relaţia 4.26 contribuie mai mult la creşterea tensiunii $|U_i|$).

Dacă totuşi condiţia 4.27 nu se poate îndeplini din cauza tensiunii prea mari U_{cmax}, aceasta trebuie divizată, utilizîndu-se apoi o amplificare cu reacţie A_u mărită. Folosirea unui divizor pentru U_c implică considerarea rezistenţei lui echivalente drept rezistenţă internă R_c a sursei de tensiune şi includerea acesteia în rezistenţa R_2.

j) Se determină curenţii I_1 şi I_2 (fig. 4.1) prin ramificaţiile ce apar la ieşirea amplificatorului. Astfel, în cazul cînd tensiunea de comandă U_c este aplicată la intrarea neinversoare

$$I_1 = (U_c - U_s) \frac{R_2 + R_4 + R_5}{(R_1 + R_3)(R_2 + R_4)} - I_s \frac{R_5}{R_3}, \qquad (4.28)$$

în care se folosesc, cu semnele lor, valorile U_s şi I_s care au dictat tensiunea de alimentare minimă E_{min} prin relaţiile 4.7 şi 4.6 şi tensiunea U_c corespunzătoare curentului I_s de mai sus (U_{cmax} pentru I_{smax}, U_{cmin} pentru I_{cmin}). Relaţia de mai sus se simplifică dacă s-a adoptat $R_1 = R_2$

$$I_1 = \frac{U_c - U_s}{R_2 + R_4} - I_s \frac{R_5}{R_3}, \qquad (4.29)$$

Cînd tensiunea de comandă U_c este aplicată la intrarea inversoare se utilizează aceeaşi relaţie pentru curentul I_1, dar cu tensiunea fixă U_2 (calculată anterior) în locul tensiunii U_c.

Curentul I_2 se determină cu relaţia

$$I_2 = \frac{U_c - U_s}{R_2 + R_4}, \tag{4.30}$$

cînd U_c este aplicată la intrarea neinversoare, sau cu U_2 în loc de U_c cînd aceasta din urmă este aplicată la intrarea inversoare. Valorile U_c şi U_s sînt aceleaşi cu cele folosite în relaţia 4.28 (sau 4.29).

Se verifică mai întîi valoarea absolută a curentului I_2, care în relaţia 4.13 a fost adoptată anticipat de 1 mA. Dacă $|I_2|$ rezultă mai mare decît 1 mA, se va relua calculul începînd de la punctul d cu o valoare a curentului egală de aceea calculată mai sus. În cazul cînd $|I_2| < 1$ mA, se poate relua calculul de la punctul d (nu este obligatoriu) folosind un curent cu ceva mai mare decît cel rezultat întrucît se poate astfel obţine o rezistenţă R_5 mărită.

Se verifică apoi îndeplinirea condiţiei

$$|I_1 + I_2| \leqslant \text{valoarea adoptată între } 2 \ldots 3\ \text{mA} \tag{4.31}$$

(în care I_1 şi I_2 se introduc cu semnele lor), deoarece la stabilirea tensiunii Δu (la calculul lui E_{min}) s-a admis un astfel de curent suplimentar de ieşire la amplificatorul integrat. Dacă nu se îndeplineşte condiţia 4.31 este necesar să se reia calculul de la punctul b, adoptîndu-se o tensiune E mărită (cînd este posibil) sau de la punctul f, adoptîndu-se rezistenţe R_1, R_2 mai mari (amplificator cu rezistenţă de intrare mai mare).

k) Se verifică rezistenţa de ieşire realizată în cazul cel mai defavorabil, cu relaţia 4.2 în cazul toleranţei t admise pentru rezistenţe. Dacă nu se îndeplineşte condiţia

$$R_{ieş\,min} \geqslant R_{ieş\,n}, \tag{4.32}$$

se pot lua următoarele măsuri:

— reducerea toleranţei $\pm t$ a rezistenţelor utilizate (eventual prin sortare),

— reluarea calculelor în scopul creşterii rezistenţelor R_5 şi R_4 (dacă mai este posibil) sau în scopul reducerii amplificării cu reacţie A_u,

— considerarea la dimensionarea rezistenţei R_4 a amplificării fără reacţie şi a rezistenţei de intrare finite ale amplificatorului integrat (eventual cu măsurarea acestor valori la amplificatorul utilizat concret sau selectarea amplificatoarelor după R_{intr} şi A_{u0}),

— folosirea unei rezistenţe semireglabile (cu peliculă metalică) în ramura R_4, de valoare redusă (25...100 Ω) cu care să se ajusteze R_4 astfel încît să se realizeze o rezistenţă de ieşire măsurată, de valoare ridicată (este necesară măsurarea printr-o metodă potrivită a acestei rezistenţe).

l) Se stabileşte curentul maxim consumat de circuit de la fiecare din cele două surse de alimentare prin calcule relativ simple, care nu se mai prezintă aici (într-un caz concret calculele sînt mult mai simple decît în cazul general). Se vor considera şi curenţii de alimentare a amplificatorului în repaus daţi în tabel, precum şi curentul prin divizorul care realizează tensiunea fixă U_1 sau U_2.

m) Se stabilesc elementele necesare pentru corecţia şi echilibrarea amplificatorului integrat utilizat, în funcţie de amplificarea A_u conform indicaţiilor de la începutul capitolului.

În general, la temperaturi obişnuite ale mediului ambiant nu este necesar să se verifice puterea disipată maximă pe capsula amplificatorului.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va dimensiona o sursă de curent comandată prin tensiune avînd $I_{smin}=+1$ mA, $I_{smax}=+5$ mA, rezistenţa de ieşire $R_{ieşn}=100$ kΩ, care încarcă un condensator ($R_s=0$) cu $E_{smin}=+1$ V, $E_{smax}=+8$ V. Tensiunea de comandă are extremele : $U_{cmin}=-5$ V şi $U_{cmax}=0$ V, iar rezistenţa ei internă este $R_c=0$. Temperatura maximă a mediului ambiant este $t_{amax}=30$ °C.

Valorile extreme ale tensiunii pe sarcină sînt

$$U_{sM}=E_{smax}+I_{smax}R_s=+8 \text{ V},$$

$$U_{sm}=E_{smin}+I_{smin}R_s=+1 \text{ V}.$$

Valoarea absolută maximă a tensiunii pe sarcină este

$$|U_{smax}|=8 \text{ V}.$$

Întrucît excursia maximă de tensiune de ieşire şi rezistenţa de ieşire impusă nu sînt mari, se poate utiliza orice amplificator integrat din cele uzuale, de exemplu ROB709.

La curentul de sarcină maxim

$$I_{smax}+2 \text{ mA}=7 \text{ mA},$$

din diagramă (fig. 4.7) se citeşte $\Delta u=2$ V şi rezultă tensiunea de alimentare maximă

$$E_{min} \geqslant |U_{smax}|+(2...3)+\Delta u=8+3+2=13 \text{ V}.$$

Diagrama nu s-a mai corectat cu temperatura t_{amax}, deoarece aceasta nu diferă mult de 25 °C. Deoarece amplificatorul ROB709 are E_{MAX}=18 V se poate adopta $E=\pm 15$ V şi rezultă disponibilă o excursie de tensiune maximă

$$U_{emax}=E-\Delta u=15-2=13 \text{ V}.$$

Limita superioară pentru rezistenţa R_5 va fi

$$R_{5max}=\frac{U_{emax}-|U_{emax}|}{|I_e|+1}=\frac{13-8}{5+1}=\frac{5}{6}=0{,}834 \text{ k}\Omega.$$

Se adoptă o rezistenţă $R_5=825\ \Omega\pm0{,}5\%$ [10], cu care va rezulta o amplificare de tensiune cu reacţie

$$A_u=R_5\frac{|I_{emax}-I_{emin}|}{|U_{cmax}-U_{cmin}|}=0{,}825\left|\frac{5-1}{-5-0}\right|=0{,}659.$$

Rezistenţele R_1 şi R_2 se adoptă egale şi cu limita superioară

$$R_{1,2}\leqslant tR_{intrmin}10^{-1}=\frac{0{,}5}{10}150=7{,}5 \text{ k}\Omega,$$

care este valoare normalizată, cu toleranţă $\pm0{,}5\%$.

Rezistenţa de reacţie R_3 va fi

$$R_3=A_uR_1=0{,}659\cdot7{,}5=4{,}94 \text{ k}\Omega,$$

şi se adoptă valoarea normalizată 4,93 k$\Omega\pm0{,}5\%$, iar rezistenţa R_4

$$R_4=R_3-R_5=4{,}93-0{,}825=4{,}105 \text{ k}\Omega,$$

care se poate normaliza la 4,12 k$\Omega\pm0{,}5\%$ cu o eroare suplimentară mică faţă de toleranţa 0,5%.

Rolurile tensiunilor U_1 şi U_2 sînt (deoarece semnele mărimilor U_{cmax} şi I_{emax} sînt aceleaşi) $U_2=U_c$, U_1 — fixă, de valoarea

$$U_1=U_{cmin}-I_{emin}\frac{R_5}{A_u}=-5-1\frac{0{,}825}{0{,}629}=-6{,}255 \text{ V}.$$

Tensiunea fixă U_1 se va realiza cu un divizor alimentat de la $-E$, ale cărui rezistenţe se obţin din relaţiile

$$\begin{cases} U_1=E\dfrac{R''}{R'+R''} \\ R_i=R'\parallel R'' \end{cases} \quad \text{sau} \quad \begin{cases} 6{,}255=15\dfrac{R''}{R'+R''} \\ 7{,}5=\dfrac{R'R''}{R'+R''}. \end{cases}$$

Se obţin $R'=18$ k$\Omega\pm0{,}5\%$ şi $R''=12{,}9$ k$\Omega\pm0{,}5\%$ [10].

Tensiunea maximă nesimetrică de intrare este

$$U_i = U_{cmax}\frac{R_4}{R_2+R_4} + U_{sM}\frac{R_2}{R_2+R_4} = 0 + 8\,\frac{7{,}5}{7{,}5+4{,}12} = +5{,}51\ \text{V},$$

sau

$$U_i = U_{cmin}\frac{R_4}{R_2+R_4} + U_{sm}\frac{R_2}{R_2+R_4} = -5\,\frac{4{,}12}{7{,}5+4{,}12} + 1\,\frac{7{,}5}{7{,}5+4{,}12} = -1{,}13\ \text{V}.$$

Ambele tensiuni sînt mai mici decît tensiunea nesimetrică maximă admisă la intrarea amplificatorului de tip ROB709 — care este ± 8 V.

Se determină curenţii I_1 şi I_2 cînd $R_1 = R_2$

$$I_1 = \frac{U_{cmax} - U_{sM}}{R_2+R_4} - I_{smax}\frac{R_5}{R_3} = \frac{0-8}{7{,}5+4{,}12} - 5\,\frac{0{,}825}{4{,}93} = -1{,}525\ \text{mA}$$

$$I_2 = \frac{U_{cmax} - U_{sM}}{R_2+R_4} = \frac{0-8}{7{,}5+4{,}12} = -0{,}69\ \text{mA}\ (0{,}69 < 1\ \text{mA admis}).$$

Ambii curenţi ies din amplificatorul integrat şi suma lor este în valoare absolută

$$|I_1 + I_2| = 2{,}21\ \text{mA},$$

care depăşeşte cu puţin valoarea admisă la început de 2 mA.

Pentru a putea realiza excursia necesară a tensiunii de ieşire se poate schimba tipul amplificatorului din ROB709 în βA741 care prezintă o valoare A_E mai mică sau se măreşte tensiunea de alimentare cu 0,5 V (în acest caz s-ar putea relua şi calculele pentru a se obţine rezistenţa R_5 mai mare). Adoptînd prima soluţie, adică utilizînd amplificatorul βA741, toate calculele şi concluziile anterioare rămîn valabile (există chiar o rezervă în creşterea rezistenţelor R_1, R_2).

Rezistenţa de ieşire minimă a sursei de curent va fi

$$R_{iesmin} = \left(\frac{R_5}{A_u} + \frac{R_4 R_5}{R_4+R_5}\right)\frac{1}{4t} = \left(\frac{0{,}825}{0{,}659} + \frac{4{,}12\cdot 0{,}825}{4{,}12+0{,}825}\right)\frac{100}{4\cdot 0{,}5} =$$

$$= 97{,}5\ \text{k}\Omega \simeq 100\ \text{k}\Omega$$

Pentru obţinerea unei rezistenţe de ieşire mai mare de 100 kΩ în acest caz este suficient ca una din rezistenţe să fie selectată cu toleranţă mai redusă, de exemplu R_4, la care de altfel s-a şi admis o eroare suplimentară la normalizare.

Curentul maxim consumat de la sursa de tensiune pozitivă va fi

$$I_{+E} \leqslant I_{A0} + |I_1 + I_2| + I_{smax} = 2{,}8 + 2{,}2 + 5 = 10\ \text{mA},$$

iar de la sursa negativă

$$I_{-E} \leqslant I_{A0} + \frac{E}{R' + R''} + |I_1| = 2{,}8 + \frac{15}{18+12{,}9} + 1{,}52 = 4{,}8\ \text{mA}.$$

Deoarece $t_{amax} = 30\ ^\circ\text{C}$, nu se face calculul puterii disipate pe capsulă.

4.2. PROIECTAREA UNUI TRANSFORMATOR FUNCȚIONAL CU CARACTERISTICĂ CU PANTA MONOTON VARIABILĂ

Amplificatorul operațional cu caracteristică de transfer neliniară, denumit în mod curent „transformator funcțional", poate realiza o legătură între tensiunea de ieșire și de intrare care aproximează prin segmente o funcție impusă. Dacă această funcție prezintă o pantă monoton crescătoare sau descrescătoare și este plasată într-una din perechile de cadrane I—II și III—IV, ea poate fi aproximată cu ajutorul unui singur amplificator operațional care include o rețea de rezistențe și diode /5/, /34/. Dacă funcția impusă nu îndeplinește condițiile de mai sus, atunci pentru implementarea ei sînt necesare mai multe amplificatoare operaționale [37] și rețele mai complicate.

Tipurile de funcții cu pantă monoton variabilă ce se pot realiza cu un singur amplificator operațional sînt prezentate în fig. 4.8 /34/.

Funcția din fig. 4.8, *a* se realizează cu ajutorul circuitului din fig. 4.9 în care tensiunea de intrare este U_1, iar U_2 reprezintă o tensiune fixă de deplasare paralelă a segmentului cu panta maximă — 01 — al funcției, astfel încît prelungirea lui să nu treacă prin origine. Prin intermediul tensiunii U_2 cantitatea ΔU_1 (marcată pe abscisă în fig. 4.8, *a*) poate fi făcută pozitivă sau negativă, după necesități. Printr-un divizor de tensiune, calculat corespunzător, tensiunea fixă U_2 se poate obține cu ajutorul uneia din tensiunile de alimentare ale amplificatorului.

Cazul în care $U_2=0$ este un caz particular care apare doar întîmplător. În acest caz, dacă tensiunea U_1 se aplică la intrarea inversoare, nu se mai utilizează rezistența R_2.

Circuitele care realizează celelalte funcții din fig. 4.8 se obțin pornind de la circuitul din fig. 4.9, prin următoarele operații:

— aplicarea tensiunii U_1 la intrarea inversoare printr-o rezistență R_1 (funcția din fig. 4.8, *b*),

— inversarea sensului diodelor (funcția din fig. 4.8, *c*),

— ambele modificări de mai sus (funcția din fig. 4.8, *d*),

— inversarea semnului tensiunii E (funcția din fig. 4.8, *e*),

— inversarea semnului tensiunii E și aplicarea tensiunii U_1 la intrarea inversoare printr-o rezistență R_1 (funcția din fig. 4.8, *f*),

— inversarea semnului tensiunii E și a sensului diodelor (funcția din fig. 4.8, *g*),

— toate cele trei modificări amintite mai sus (funcția din fig. 4.8, *h*).

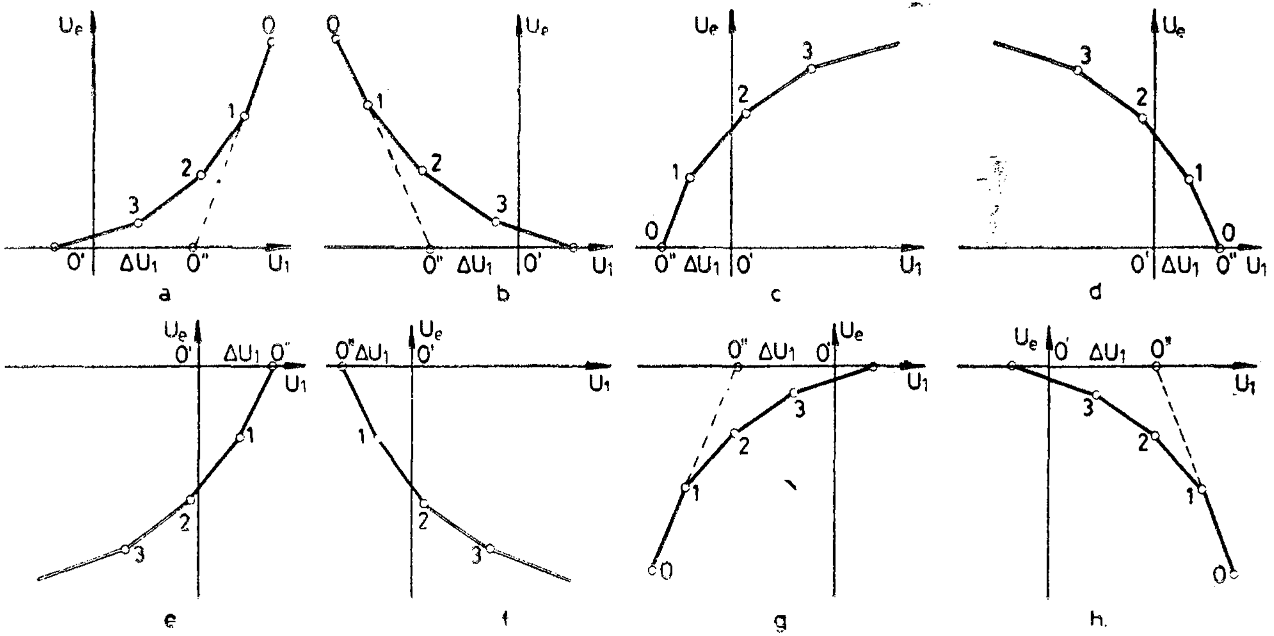


Fig. 4.8. Tipuri de caracteristici de transfer realizabile cu un amplificator operațional.

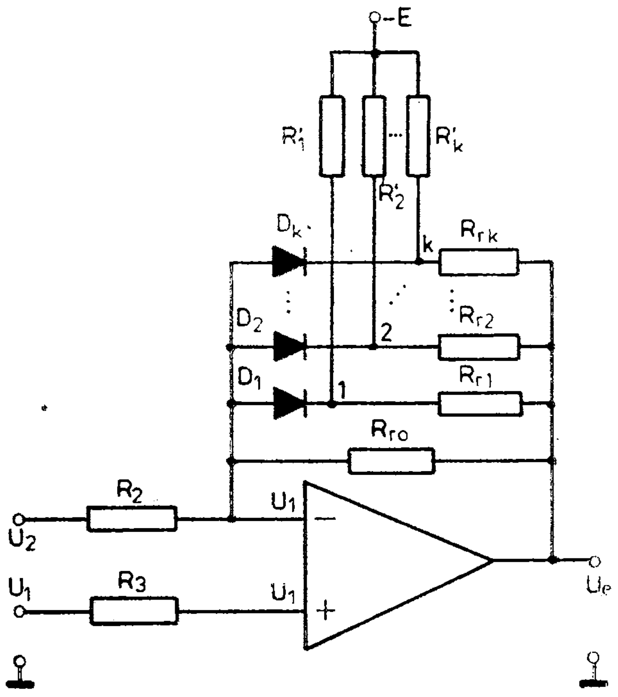


Fig. 4.9. Transformator funcţional pentru caracteristica din fig. 4.8, *a*

În cazul cînd tensiunea U_1 se aplică la intrarea inversoare intrarea neinversoare se leagă la masă prin rezistenţa R_3.

Punctele de frîngere ale acestor diagrame au fost notate astfel încît la toate, segmentul 01, cu pantă maximă, corespunde situaţiei cînd toate diodele sînt blocate. În punctul 1 se deschide dioda D_1, în punctul 2 – dioda D_2 etc.

La modificarea tensiunii U_2 diagrama unei funcţii nu se deplasează paralelă cu ea însăşi (cum pare la prima vedere). Punctele de frîngere se deplasează pe raze ce se întîlnesc într-un anumit punct, noile segmente rămînînd paralele cu cele anterioare dar avînd lungimi modificate. Deci, la experimentarea unui circuit, prin tensiunea U_2 se poate corecta numai o abatere de acest gen.

Ca o aplicaţie concretă în practică a acestui tip de transformator funcţional se poate cita aceea în care caracteristica neliniară a unui traductor se liniarizează prin transformator funcţional, pentru

a se transmite unui sistem de reglare automată sau unui instrument de măsură cu scală liniară.

Folosind o aproximare prin segmente cu o eroare relativă maximă de cîteva procente și rezistențe cu toleranțe 1% se poate realiza o eroare relativă globală maximă de cîteva procente.

DATE INIȚIALE

Pentru proiectarea transformatorului funcțional sînt necesare următoarele date inițiale:

– caracteristica de transfer care trebuie realizată (amplasată în cadranul corespunzător), avînd capătul de sus la o tensiune de ieșire sub valoarea de $\pm 16...20$ V, (reprezentînd valoarea maximă realizabilă la amplificatoarele integrate obișnuite), și valoarea absolută extremă a tensiunii U_1 în cazul aplicării acesteia la intrarea neinversoare – sub valoarea de 8 – 12 V (reprezentînd valoarea maximă admisă a tensiunii de intrare nesimetrice la amplificatoarele obișnuite),

– eroarea relativă maximă admisă la aproximarea caracteristicii de transfer prin segmente de dreaptă: e_r%,

– rezistența de sarcină ce se va conecta la ieșirea transformatorului funcțional: R_s,

– viteza de variație maximă a tensiunii de intrare.

PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI FUNCȚIONAL

Pentru proiectarea transformatorului funcțional este necesar să se parcurgă următoarele etape:

a) Se stabilește numărul de segmente n cu care se va aproxima caracteristica de transfer, prin încercări, verificînd eroarea relativă maximă în cadrul fiecărui segment. Aceasta se definește ca în fig. 4.10, acolo unde tensiunea de ieșire citită pe segmentul de dreaptă se abate cel mai mult față de valoarea corespunzătoare (la aceeași tensiune de intrare) de pe caracteristica de transfer.

Eroarea relativă maximă trebuie să fie aproximativ aceeași pe toate segmentele. Atunci cînd ea coboară și sub valoarea impusă în datele inițiale, numărul de segmente stabilit este cel minim necesar.

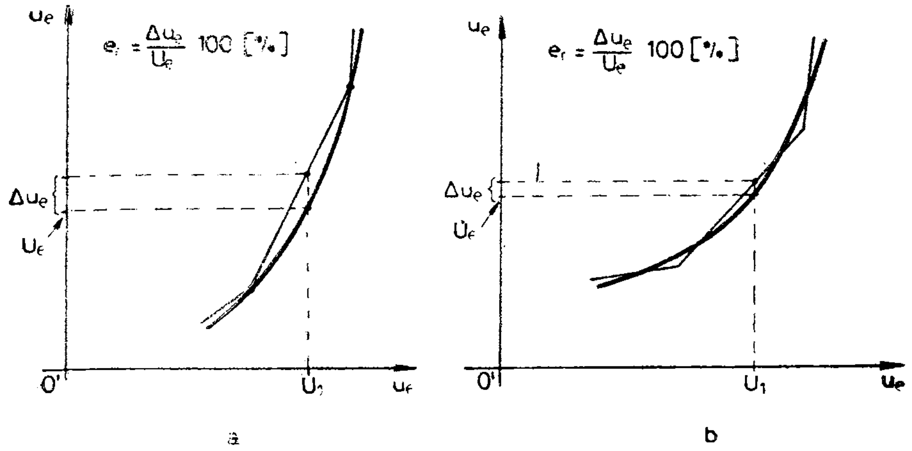


Fig. 4.10. Moduri de aproximare prin segmente a caracteristicii de **transfer.**

În fig. 4.10 se pot observa două moduri de aproximare prin segmente a caracteristicii de transfer: cu punctele de frîngere pe caracteristică și cu punctele de frîngere înafara caracteristicii. Cea de a doua soluție conduce la erori relative mai mici dar de ambele semne, ceea ce în unele cazuri constituie o situație avantajoasă.

Întrucît panta caracteristicii de transfer este monoton variabilă pentru realizarea unei erori relative maxime uniforme pe toate segmentele, punctele de frîngere trebuie să fie mai apropiate unele de altele în zonele de curbură maximă, în special cînd acestea sînt amplasate în regiunea de valori reduse ale tensiunii de ieșire.

b) Se adoptă rezistențele de la intrarea inversoare a amplificatorului R_1 (cînd U_1 este aplicată prin R_1 la această intrare) și R_2 (cînd U_1 este aplicată la intrarea neinversoare). Rezistența R_2 poate fi luată egală cu R_1. Aceste rezistențe se adoptă de valori cît mai mari dar respectînd condiția

$$R_{1,2} \leqslant tR_{intr}/100, \tag{4.33}$$

unde t reprezintă toleranța (în procente) cu care se vor adopta rezistențele din circuit în vederea realizării preciziei necesare (în general $t \geqslant 0,5 \ldots 1\%$ deoarece precizia globală a transformatorului funcțional nu este mai bună de 1%).

c) Se determină pantele tuturor segmentelor caracteristicii de transfer cu relaţia recurentă

$$a_k = \frac{U_{ek} - U_{ek+1}}{U_{1k} - U_{1k+1}} \quad \text{pentru } k=0\ldots n, \tag{4.34}$$

unde tensiunile cu indicele k şi $k+1$ se citesc în punctele de frîngere k (pentru $k=0$ este vorba de un punct de capăt), respectiv în punctul de frîngere $k+1$ (fig. 4.11) a_k se utilizează cu valori absolute.

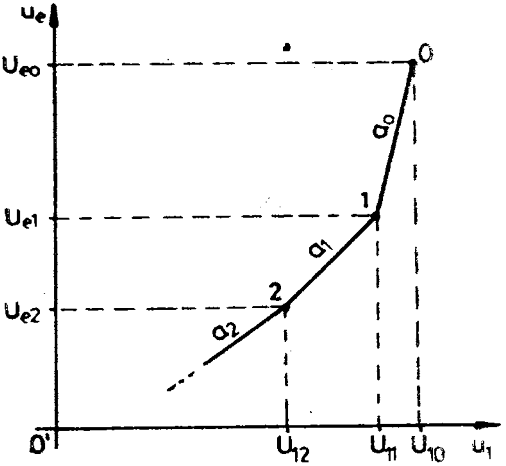


Fig. 4.11. Coordonatele punctelor de frîngere ale caracteristicii aproximative.

Dacă U_1 este aplicată la intrarea neinversoare şi rezultă pante a_k subunitare sau foarte apropiate de 1 ($\leqslant$ 1,1) este necesară divizarea acestei tensiuni printr-un divizor (avînd ieşirea legată la intrarea neinversoare) şi refacerea caracteristicii de transfer.

În caz contrar rezultă fie rezistenţe R_{rk}, R_k' prea mici, prin care se încarcă ieşirea amplificatorului cu curent mare, fie rezistenţe negative.

d) Se determină rezistenţa de reacţie R_{r0} cu relaţia

$$R_{r0} = a_0 R_1 \quad \text{sau} \quad R_{r0} = (a_0 - 1)\, R_2, \tag{4.35}$$

după cum tensiunea U_1 este aplicată la intrarea inversoare (printr-o rezistenţă R_1) sau neinversoare. Rezistenţa R_{r0} se normalizează la o valoare cît mai apropiată de cea calculată (cu o abatere de

0,5...1%) sau se sortează cu precizie suficientă (în cazul realizării unor unicate).

e) Se adoptă tensiunea de alimentare $\pm E$ a amplificatorului avînd valoarea absolută cu cel puţin 2–3 V mai mare decît valoarea extremă a tensiunii de ieşire impusă de caracteristica de transfer.

f) Se determină succesiv perechile de rezistenţe R_{rk} şi R'_k (pentru $k=1...n$) cu ajutorul unui sistem de două ecuaţii /34/. Prima ecuaţie este dată de relaţia pantei segmentului corespunzător

$$\frac{R_{rechk}}{R_1}=a_k \quad \text{sau} \quad 1+\frac{R_{rechk}}{R'_{ech2k}}=a_k, \tag{4.36}$$

după cum tensiunea U_1 este aplicată la intrarea inversoare sau neinversoare. În aceste relaţii se utilizează rezistenţele echivalente

$$R_{rechk}=R_{r0} \parallel R_{r1} \parallel \dots \parallel R_{rk} \tag{4.37}$$

$$R'_{ech2k}=R_2 \parallel R'_1 \parallel \dots \parallel R'_k, \tag{4.38}$$

calculate considerînd pentru fiecare segment numai rezistenţele de pe ramurile corespunzătoare diodelor aflate în conducţie (rezistenţa dinamică a diodelor se neglijează).

Cea de a doua ecuaţie rezultă din condiţia de deschidere a diodei D_k în punctul k al caracteristicii (la începutul segmentului):

$$\frac{U_{ek}+U_{D0}}{-E-U_{D0}}=\frac{R_{rk}}{R'_k} \quad \text{sau} \quad \frac{U_{ek}-U_{1k}+U_{D0}}{-E+U_{1k}-U_{D0}}=\frac{R_{rk}}{R'_k}, \tag{4.39}$$

după cum tensiunea U_1 este aplicată la intrarea inversoare sau neinversoare. În această relaţie, tensiunile E, U_{1k} şi U_{ek} se introduc cu semnele lor. Mărimea U_{D0} reprezintă tensiunea de deschidere a diodelor şi are valoarea de cca 0,1 V pentru germaniu şi 0,4 V pentru siliciu.

Rezistenţele se adoptă cu valorile foarte apropiate de cele calculate (cu o abatere de 0,5...1%) prin normalizare sau prin selectare.

g) Se calculează rezistenţa R_3 de la intrarea neinversoare cu una din relaţiile

$$R_3=R_1 \parallel R_2 \parallel R_{r0}, \tag{4.40}$$

cînd: tensiunea U_1 este aplicată la intrarea inversoare printr-o rezistenţă R_1, $U_2 \neq 0$, iar segmentul 01 este segmentul cel mai apropiat de axa orizontală sau

$$R_3=R_1 \parallel R_{rechk} \parallel R'_{ech2k}, \tag{4.41}$$

cînd tensiunea U_1 este aplicată la intrarea inversoare printr-o rezistență R_1, $U_2 \neq 0$, iar segmentul 01 este cel mai îndepărtat de axa orizontală.

În aceste relații se ia $R_1 = \infty$ cînd tensiunea U_1 este aplicată la intrarea neinversoare (prin rezistența R_3) sau $R_2 = \infty$ cînd $U_2 = 0$, iar tensiunea U_1 este aplicată la intrarea inversoare.

Cînd tensiunea U_1 se divizează înainte de alpicarea la una din intrări, se utilizează în calculele de mai sus rezistența echivalentă a divizorului (cele două rezistențe în paralel).

h) Se determină tensiunea „de deplasare", U_2, cu una din relațiile

$$U_2 = -\Delta U_1 \frac{R_2}{R_1} \quad \text{sau} \quad U_2 = \Delta U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_{10}}\right), \tag{4.42}$$

după cum tensiunea U_1 se aplică la intrarea inversoare sau neinversoare. Tensiunea ΔU_1 din această relație se citește pe axa orizontală a diagramei caracteristicii de transfer (fig. 4.8) între origine și punctul în care segmentul 01 sau prelungirea lui taie această axă.

Pentru realizarea tensiunii U_2 și a rezistenței R_2 se poate utiliza un divizor de tensiune alimentat de la una din cele două surse de polarități diferite disponibile, și dimensionat cu relațiile 4.24 și 4.25 din paragraful 4.1 sau un stabilizator cu diodă Zener, sortată corespunzător.

i) Se stabilește încărcarea cu curent a ieșirii amplificatorului folosind una din relațiile

$$|I_{emax}| = (|U_{e0}| + |E|)\left(\frac{1}{R_{r1} + R_1'} + \dots + \frac{1}{R_{rk} + R_k'}\right) + \\ + \frac{|U_{e0} - U_{10}|}{R_{r0}} + \frac{|U_{e0}|}{R_s}, \tag{4.43}$$

pentru cazul caracteristicilor de transfer de tipurile date în fig. 4.8, *a* și *g* precum și pentru cazul celor date în fig. 4.8, *b* și *h* dar cu $U_{10} = 0$ sau

$$|I_{emax}| = (|U_{ek+1} - U_{1k+1}| - |U_{D0}|)\left(\frac{1}{R_{r1}} + \dots + \frac{1}{R_{rk}}\right) + \\ + \frac{|U_{ek+1} - U_{1k+1}|}{R_{r0}} + \frac{|U_{ek+1}|}{R_s}, \tag{4.44}$$

pentru cazul caracteristicilor de transfer de tipurile date în fig. 4.8, *c* și *e*, precum și pentru cazul celor date în fig. 4.8, *d* și *f* dar cu $U_{1k+1} = 0$. Aici $k+1$ reprezintă punctul extrem al caracteristicii

de transfer de tipul specificat mai sus, iar R_s reprezintă rezistența sarcinii propriu-zise conectate între ieșirea amplificatorului și masă (în cazul cînd se cunoaște direct curentul de sarcină pentru valoarea extremă a tensiunii de ieșire acesta ia locul fracției $|U_e|/R_s$).

j) Se stabilește tipul amplificatorului utilizat în funcție de excursia maximă impusă pentru tensiunea de ieșire de către caracteristica de transfer, de valoarea maximă a tensiunii U_1 cînd aceasta este aplicată la intrarea neinversoare, de pierderea de tensiune Δu la curentul de ieșire maxim stabilit mai sus, de tensiunea E stabilită la punctul e. Astfel, trebuie îndeplinită condiția:

$$U_{emax}+\Delta u < E, \tag{4.45}$$

unde U_{emax} reprezintă valoarea extremă a tensiunii de ieșire (egală cu U_{e0} sau U_{ek+1}), iar Δu se stabilește cu ajutorul fig. 4.7.

Dacă nu este îndeplinită condiția de mai sus, tensiunea de alimentare E trebuie mărită corespunzător și trebuie reluat calculul de la punctul f. Desigur, tensiunea E nu poate depăși valorile maxime ale tensiunii de alimentare a amplificatoarelor uzuale, date în tabelul 4.1.

k) Se stabilește, dacă este cazul, corecția amplificatorului integrat, pentru valoarea cea mai redusă a amplificării calculate pentru intrarea inversoare (a_k sau a_k-1, după cum tensiunea U_1 este aplicată la intrarea inversoare sau neinversoare).

l) În cazul cînd tensiunea U_1 conține și o componentă variabilă în timp trebuie îndeplinită condiția

$$\left|\frac{du_e}{dt}\right|_{max} > a_0\left|\frac{du_1}{dt}\right|_{max}. \tag{4.46}$$

Viteza din membrul stîng depinde în special de amplificatorul utilizat, de corecția stabilită pentru el (de amplificare) și de rezistența de sarcină. Această viteză se poate găsi în tabelul 4.1 cu caracteristicile amplificatoarelor uzuale, dar dependența ei de R_s lipsește din cataloage. Se știe că amplificatorul β A 741 poate funcționa cu viteza din tabel pentru $R_s \geqslant 2\,k\Omega$, iar ROB709 – pentru $R_s \geqslant 10\,k\Omega$. Scăderea rezistenței sub aceste valori înrăutățește viteza. Prin urmare, condiția 4.46 trebuie îndeplinită considerînd și o rezervă în cazul unor valori R_s mai mici.

Cînd condiția 4.46 nu se poate îndeplini pentru nici un tip de amplificator uzual, trebuie utilizat un amplificator integrat de calitate superioară (ROB115, ROB702).

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un transformator funcțional avînd caracteristica de transfer dată în fig. 4.12, rezistența de sarcină $R_s=5$ kΩ, eroare relativă maximă $e_r=2\%$, viteza de variație maximă a tensiunii U_1 este redusă (0,2 V/ms).

Întrucît caracteristica de transfer nu are o curbură pronunțată, după cîteva încercări se stabilește numărul de segmente necesar la trei. Coordonatele punctelor de capăt și de frîngere sînt marcate pe grafic în dreptul acestora. Eroarea relativă maximă ce apare în dreptul punctelor de frîngere 1 și 2 este de cca 2%.

Pentru realizarea caracteristicii care este de tipul dat în fig. 4.8, a este valabil circuitului transformatorului funcțional din fig. 4.9 fără modificări.

Admițînd că se va utiliza un amplificator integrat de tip βA741 cu rezistența de intrare tipică de 2 MΩ și rezistențe cu toleranță de 1% rezultă

$$R_2 \leqslant \frac{tR_{intr}}{100} = \frac{12\,000}{100} = 20 \text{ k}\Omega,$$

și se adoptă $R_2=10$ kΩ ± 1%.

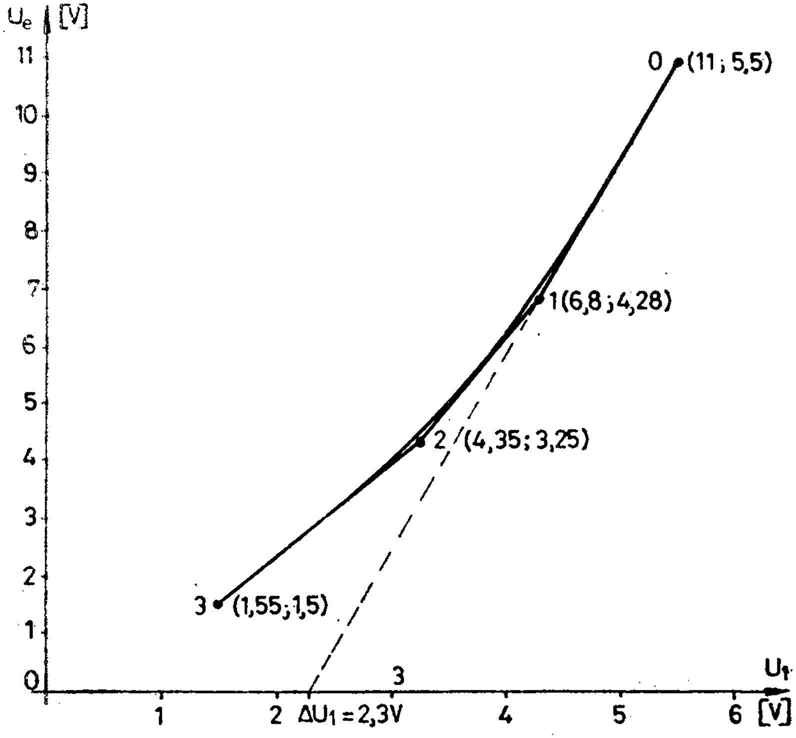


Fig. 4.12. Caracteristica de transfer a transformatorului funcțional proiectat.

Pantele segmentelor caracteristicii de transfer sînt

$$a_0=\frac{U_{e0}-U_{e1}}{U_{10}-U_{11}}=\frac{11-6,8}{5,5-4,28}=3,45,$$

$$a_1=\frac{U_{e1}-U_{e2}}{U_{11}-U_{12}}=\frac{6,8-4,35}{4,28-3,25}=2,38,$$

$$a_2=\frac{U_{e2}-U_{e3}}{U_{12}-U_{13}}=\frac{4,35-1,55}{3;25-1,50}=1,60.$$

Nu este necesară divizarea tensiunii de intrare U_i deoarece $a_2 > 1,1$.

Rezistența de reacție R_{r0} este

$$R_{r0}=(a_0-1)\,R_2=(3,45-1)\,10=24,5\ \text{k}\Omega.$$

Tensiunile de alimentare se adoptă $\pm E=\pm 15$ deoarece

$$E > U_{e0}+2\ldots3=11+2\ldots3=13\ldots14\ \text{V}.$$

Prima pereche de rezistențe, R_{r1} și R'_1 se determină din sistemul de ecuații

$$\begin{cases} a_1=1+\dfrac{R_{rech1}}{R'_{ech21}} \\[2ex] \dfrac{U_{e1}-U_{11}+U_{D0}}{-E+U_{11}-U_{D0}}=\dfrac{R_{r1}}{R'_1} \end{cases} \quad \text{sau} \quad \begin{cases} 2,38=1+\dfrac{24,5R_{r1}\,(10+R'_1)}{10R'_1\,(24,5+R_{1r})} \\[2ex] \dfrac{6,8-4,28+0,1}{15+4,28-0,1}=\dfrac{R_{r1}}{R'_1}, \end{cases}$$

cu: $R_{rech1}=\dfrac{R_{r0}R_{r1}}{R_{r0}+R_{r1}}=\dfrac{24,5R_{r1}}{14,5+R_{r1}}$ și $R_{ech21}=\dfrac{R_2R'_1}{R_2+R'_1}=\dfrac{10R'_1}{10+R'_1}$,

și s-au considerat diode de germaniu cu $U_{D0}=0,1$ V și rezistența dinamică neglijabilă. Prin rezolvarea sistemului se obțin

$$R_{r1}=28,5\ \text{k}\Omega \quad \text{și} \quad R'_1=208,5\ \text{k}\Omega,$$

$$R_{rech1}=13,18\ \text{k}\Omega \ \text{și}\ R'_{ech21}=9,55\ \text{k}\Omega.$$

A doua pereche de rezistențe, R_{r2} și R'_2 se determină din sistemul de ecuații

$$\begin{cases} a_2=1+\dfrac{R_{rech2}}{R'_{ech22}} \\[2ex] \dfrac{U_{e2}-U_{12}+U_{D0}}{-E+U_{12}-U_{D0}}=\dfrac{R_{r2}}{R'_1} \end{cases} \quad \text{sau} \quad \begin{cases} 1,6=1+\dfrac{13,18R_{r2}\,(9,55+R'_2)}{9,55R'_2\,(13,18+R_{r2})} \\[2ex] \dfrac{4,35-3,25+0,1}{15+3,25-0,1}=\dfrac{R_{r2}}{R'_2}, \end{cases}$$

cu $R_{rech2}=\frac{R_{rech1}R_{r2}}{R_{rech1}+R_{r2}}=\frac{13{,}18R_{r2}}{13{,}18+R_{r2}}$ şi $R'_{ech22}=\frac{R'_{ech21}R'_2}{R'_{ech21}+R'_2}=\frac{9{,}55R'_2}{9{,}55+R'_2}$.

Astfel: $R_{r2}=9{,}05$ kΩ şi $R=136{,}8$ kΩ.

Rezistenţele calculate mai sus se normalizează la valorile [10]

$R_{r0}=24{,}3$ kΩ±1% $\qquad$ $R_{r2}=9{,}09$ kΩ±1%

$R_{1r}=28{,}3$ kΩ±1% $\qquad$ $R'_2=137$ kΩ±1%.

$R'_1=210$ kΩ±1%

Tensiunea de deplasare U_2 va fi

$$U_2=\Delta U_1\left(1+\frac{R_2}{R_{r0}}\right)=2{,}3\left(1+\frac{10}{24{,}5}\right)=3{,}24 \text{ V}.$$

Ea se realizează împreună cu R_2 printr-un divizor de tensiune pe baza relaţiilor

$$\begin{cases} U_2=E\dfrac{R''}{R'+R''} \\ R_2=R' \parallel R'' \end{cases} \quad \text{sau} \quad \begin{cases} 3{,}24=15\dfrac{R''}{R'+R''} \\ 10=\dfrac{R'\cdot R''}{R'+R''}, \end{cases}$$

din care rezultă rezistenţele $R'=46{,}3$ kΩ, $R''=12{,}8$ kΩ ce se normalizează la valorile: $R'=46{,}4$ kΩ±1% şi $R''=12{,}7$ kΩ±1%.

Curentul maxim de ieşire al amplificatorului, conform relaţiei 4.43, va fi (cu valori absolute)

$$I_{emax}=(U_{e0}+E)\left(\frac{1}{R_{r1}+R'_1}+\frac{1}{R_{r2}+R'_2}\right)+\frac{U_{e0}-U_{10}}{R_{r0}}+\frac{U_{e0}}{R_s}=$$

$$\doteq(11+15)\left(\frac{1}{28{,}3+210}+\frac{1}{9{,}09+137}\right)+\frac{11-5{,}5}{24{,}3}+\frac{11}{5}=2{,}71 \text{ mA}.$$

Pentru acest curent, din fig. 4.7 se citeşte în cazul unui amplificator de tip β A 741: $\Delta u=1{,}3$ V astfel încît

$$U_{emax}+\Delta u=11+1{,}3=12{,}3<E=15 \text{ V}.$$

Deci, din punct de vedere al tensiunilor de alimentare amplificatorul adoptat corespunde pentru datele impuse.

Amplificatorul de tip βA741 nu necesită corecţie. El îndeplineşte condiţia

$$\left(\frac{du_e}{dt}\right)_{max}=0{,}5 \text{ V/µs} \gg a_0\left(\frac{du_1}{dt}\right)_{max}=3{,}45\cdot0{,}2\cdot10^{-3}=0{,}69\cdot10^{-3} \text{ [V/µs]}.$$

4.3. PROIECTAREA UNUI OSCILATOR SINUSOIDAL *LC* ÎN PUNTE CU FRECVENȚĂ FIXĂ

Oscilatoarele *LC* în punte [38] se pot realiza și cu amplificator operațional /39/ avînd performanțe deosebite datorită amplificării mari a acestuia. Din același motiv, reglajul de amplitudine se poate realiza mai simplu, cu o singură diodă (fig. 4.13), fără ca distorsiunile neliniare să crească prea mult /39/.

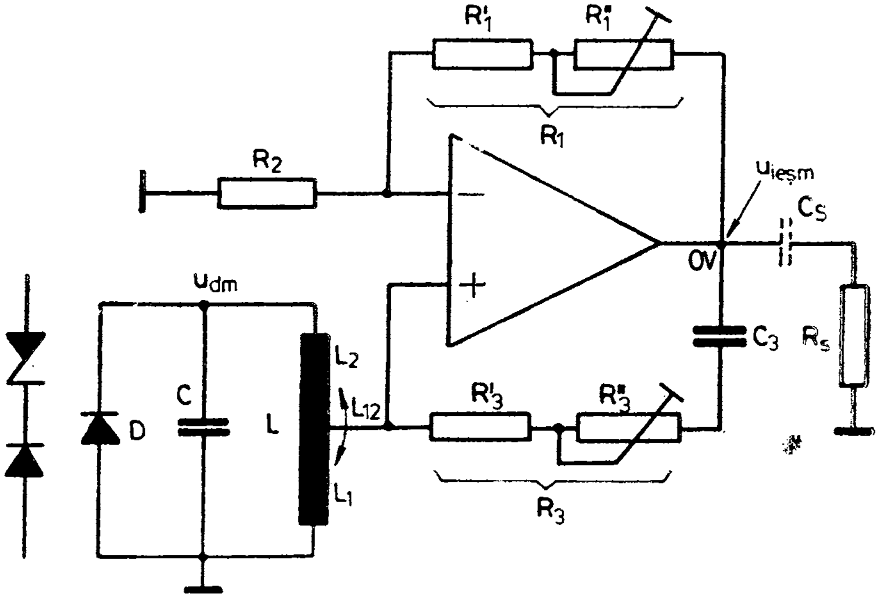


Fig. 4.13. Oscilator *LC* în punte cu amplificator operațional.

Ținînd cont de faptul că oscilatorul în punte poate asigura cea mai bună stabilitate a frecvenței dintre oscilatoarele fără cuarț [38] și de posibilitatea compensării termice a elementului de reglare a amplitudinii, schema din fig. 4.13 reprezintă o soluție simplă de oscilator cu performanțe ridicate, de frecvență fixă (de la frecvențe joase pînă la o frecvență limitată de amplificatorul integrat utilizat).

Conform studiului stabilității frecvenței din [38] este indicat ca raportul rezistențelor ce realizează reacția negativă să fie:

$$\frac{R_1}{R_2} \cong 1. \qquad (4.47)$$

Această condiție nu poate fi întotdeauna îndeplinită și anume, atunci cînd ea ar conduce la o rezistență R_3 de valoare redusă (aceasta ar cauza încărcarea ieșirii amplificatorului și creșterea valorii condensatorului de cuplaj C_3).

Stabilirea amplitudinii tensiunii pe circuitul oscilant (deci pe diodă) se face pe baza unor considerente legate de eficiența reglajului și valoarea distorsiunilor neliniare introduse (fig. 4.14). În cazul utilizării unei diode simple de siliciu, tensiunea u_{dm} se stabilește acolo unde aceasta prezintă o rezistență dinamică de ordinul 0,5...1,5 kΩ (valori mai mari pentru factori de calitate ai circuitului oscilant mai mari), realizîndu-se un compromis între eficiența reglajului de amplitudine $\Delta u_{ieșm}/u_{ieșm}$ și factorul de distorsiuni armonice *d*. Rezistența dinamică a diodei este definită așa cum se arată în fig. 4.15.

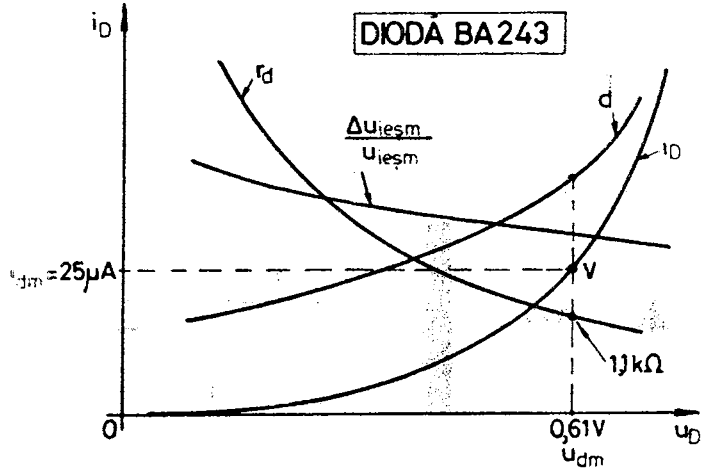


Fig. 4.14. Stabilirea amplitudinii tensiunii pe dioda de reglaj.

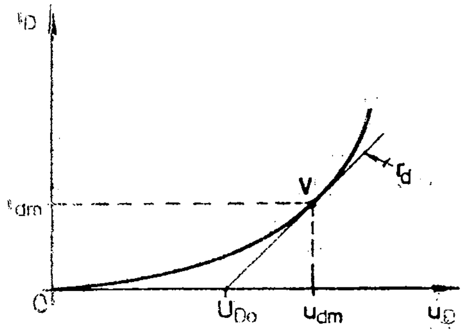


Fig. 4.15. Definirea rezistenței dinamice a diodei de reglaj.

Oscilatorul din fig. 4.13 se poate realiza și fără diodă de reglaj, caz în care se pot obține următoarele performanțe /39/ :

– factor de distorsiuni (cu circuit integrat selectat) d=0,08%,

– stabilitatea frecvenței la temperatură constantă ($\Delta f/f$) : : $1{,}5\cdot10^{-3}$,

– stabilitatea amplitudinii la temperatură constantă ($\Delta u_{iesm}/u_{iesm}$) : $0{,}5\cdot10^{-2}$,

– variația relativă a frecvenței cu temperatura : $1{,}2\cdot10^{-4}$/°C,

– variația relativă a amplitudinii cu temperatura : $3{,}7\cdot10^{-3}$/°C.

Rezultatele s-au obținut utilizînd condensator cu polistiren, bobină cu miez de ferită tip oală din material MZ5 [40] și un raport R_1/R_2=4.

La un oscilator cu reglaj de amplitudine prin diodă simplă se obțin următoarele performanțe (în aceleași condiții) :

– factor de distorsiuni d=0,175%,

– stabilitatea frecvenței la temperatură constantă : 10^{-4}... $2\cdot10^{-5}$,

– stabilitatea amplitudinii la temperatură constantă : $7\cdot10^{-4}$,

– variația relativă a frecvenței cu temperatura : $1{,}2\cdot10^{-4}$/°C,

– variația relativă a amplitudinii cu temperatura : $3{,}7\cdot10^{-3}$/°C.

În cazul prevederii reglajului de amplitudine, variația tensiunii de alimentare și a sarcinii amplificatorului nu are practic efect asupra amplitudinii tensiunii de ieșire. În schimb, așa cum se observă din datele de mai sus, variația temperaturii înrăutățește performanțele oscilatorului cu reglaj prin diodă (ceea ce era de așteptat din cauza modificării caracteristicii diodei cu temperatura). Prin reglaj de amplitudine cu diodă simplă distorsiunile neliniare se dublează, dar rămîn încă acceptabile.

În cazul utilizării pentru reglaj de amplitudine a unei diode compuse dintr-o diodă simplă și o diodă Zener (cu tensiunea nominală 4,7...5,6 V) în scopul compensării termice, tensiunea u_{dm} nu se mai poate stabili acolo unde rezistența dinamică este de ordinul prezentat mai sus, deoarece rezultă fie o rezistență R_3 de valoare prea redusă, fie o amplitudine prea mare a tensiunii de ieșire, cu consecințe cunoscute. Prin urmare, în acest caz, tensiunea u_{dm} se stabilește acolo unde r_d are valoarea de cîțiva kΩ (u_{dm}=3,1... 4,1 V pentru r_d=2,5...3,5 kΩ). Desigur, prin aceasta eficiența reglajului se reduce.

Dioda Zener din dioda compusă se stabilește prin încercări, deoarece ea poate compensa variația amplitudinii tensiunii de ieșire datorată și altor cauze (modificarea elementelor L, C). Prin utilizarea unei diode compuse se poate ușor asigura o variație re-

lativă a amplitudinii tensiunii de ieşire cu temperatura de 10 ori mai mică decît cu diodă simplă.

Folosirea diodei Zener în dioda compusă conduce însă şi la o serie de dezavantaje din cauza curentului mai mare în puncte cu rezistenţă r_d de ordinul kiloohmilor şi din cauza variaţiei mai lente a acesteia cu tensiunea (cotul caracteristicii este la curent mult prea mare şi cu o rezistenţă dinamică mult prea mică pentru a se putea plasa acolo punctul V). Acest lucru conduce la distorsiuni neliniare de 3...4 ori mai mari decît în lipsa reglajului de amplitudine, la o eficienţă mai scăzută a reglajului şi la o rezistenţă R_3 mai redusă /39/.

O soluţie foarte bună pentru diminuarea efectului temperaturii este aceea a utilizării drept diodă a unei joncţiuni de tranzistor din circuitul integrat β A 726 („arie de tranzistoare termostatată") care prin termostatarea plachetei de siliciu asigură menţinerea diodei de reglaj la temperatura constantă de 90 °C (peste t_{amax}) [16].

Dacă se termostatează întregul oscilator se pote beneficia de performanţele foarte bune date mai sus pentru temperatură constantă :

– stabilitatea frecvenţei : $10^{-4}...2 \cdot 10^{-5}$,

– stabilitatea amplitudinii : $7 \cdot 10^{-4}$.

DATE INIŢIALE

Pentru proiectarea oscilatorului sînt necesare următoarele date iniţiale :

– frecvenţa tensiunii de ieşire : f_0,

– amplitudinea tensiunii de ieşire : $u_{ieşm}$,

– rezistenţa de sarcină : R_s,

– necesitatea compensării termice a amplitudinii tensiunii de ieşire,

– stabilitatea frecvenţei şi amplitudinii (nu mai bune decît valorile realizabile citate mai înainte) : $\Delta f/f$ şi $\Delta u_{ieşm}/u_{ieşm}$,

– tipul cuplajului cu sarcina.

Pentru realizarea unor distorsiuni neliniare reduse se va limita, pe cît posibil, tensiunea de ieşire $u_{ieşm}$, la cîţiva volţi.

Este bine ca rezistenţa de sarcină R_s să fie de valoare mai mare atunci cînd frecvenţa depăşeşte cîteva zeci de kHz, deoarece viteza maximă de creştere a tensiunii de ieşire se cunoaşte numai pentru anumite valori ale acestei rezistenţe.

PROIECTAREA OSCILATORULUI

La proiectarea oscilatorului este necesar să se parcurgă următoarele etape :

a) Se stabileşte tipul amplificatorului integrat necesar, tensiunea de alimentare a acestuia şi amplificarea minimă posibilă pentru intrarea inversoare ($A_u = R_1/R_2$), în funcţie de amplitudinea şi frecvenţa tensiunii de ieşire. În acest scop se utilizează diagramele din fig. 4.5, sau relaţia

$$A_u > \frac{2\pi f_0 u_{iesm}}{\left|\left|\frac{du_e}{dt}\right|_{max}\right|_{A_v=1}}. \quad (4.48)$$

Atît diagramele cît şi viteza maximă de creştere a tensiunii de ieşire $(du_e/dt)_{max}$ sînt date în catalog pentru o rezistenţă de sarcină ce depăşeşte o anumită valoare (2 kΩ la circuitul β A 741, 10 kΩ la ROB709, neprecizată la circuitul ROB101). Pentru o rezistenţă de sarcină mai mică, viteza maximă de creştere scade şi se reduce, de asemenea, amplitudinea tensiunii cu o frecvenţă dată ce se poate obţine. De acest lucru trebuie ţinut cont la adoptarea amplificatorului. Dacă R_s este mai mică decît valorile precizate mai sus, amplificatorul şi amplificarea se vor stabili astfel încît să existe o rezervă în realizarea amplitudinii tensiunii de ieşire.

Pentru ca amplificatorul integrat să poată asigura excursii mărite de tensiune de ieşire la frecvenţe mai mari (du_e/dt mai mari) trebuie utilizate tensiuni de alimentare în valoare absolută $E \geqslant 15$ V.

Este în general posibil să se corecteze amplificatorul de tip ROB709 cu amplificare apropiată de $A_u = 1$, cu capacităţi de două ori mai mici decît cele specificate de catalog, ceea ce asigură amplitudini sau frecvenţe mai mari.

Dacă este posibil se va adopta o amplificare A_u apropiată de 1 atunci cînd se impune o stabilitate mai bună a frecvenţei şi amplitudinii oscilaţiilor.

b) Se stabileşte orientativ valoarea inductanţei bobinei ţinînd cont de datele din tabelul 4.2, referitoare la miezuri de ferită de tip oală [40] şi de faptul că un factor de calitate mai mare se obţine atunci cînd produsul dintre numărul de spire şi diamterul conductorului de bobinaj la pătrat (Nd^2) este mai mare.

Tabelul 4.2

Diametrul exterior / Înălțime [mm]	Diametrul coloanei / Diametrul interior [mm]	Înălțimea ferestrei [mm]	Întrefier [mm]	Inductanță specifică A_L [H/sp²]	N_{max} pentru diametrul conductorului neizolat [mm] 0,14	0,20	0,25	Inductanță și frecvență recomandată
14 / 8,5	6 / 11,6	5,6	0,1	0,2	280	135	90	≤ 15 mH
			0,3	0,1				10...100 kHz
			1,0	0,04				
23 / 17,20	11,2 / 18	11,3	0,2	0,4	820	400	255	10...250 mH
			0,3	0,28				2...10 kHz
			0,8	0,16				
34 / 28,2	14 / 27	20,1	0,1	1	2 350	1 150	735	200...5 000 mH
			0,2	0,63				≤ 2 kHz
			0,3	0,475				
			0,8	0,25				

Pentru un diametru de conductor diferit de cele date în tabel se poate determina N_{max} cu factor de umplere de cca 0,35.

Astfel, adoptîndu-se unul din miezurile de mai sus în funcție de frecvența recomandată în tabel, un anumit diametru de conductor și un număr de spire rezultă

$$L \cong A_L N^2 \cdot 10^{-6} \quad [\mathrm{H}], \tag{4.49}$$

unde A_L reprezintă „inductanța specifică“ sau inductanța corespunzătoare unei singure spire.

Pentru frecvențe mai mari de 100 kHz se pot utiliza miezuri specifice, schimbîndu-se în acest caz doar calculul bobinei și pierderilor ei.

c) Cu valoarea L orientativă de mai sus se determină capacitatea condensatorului din circuitul oscilant LC derivație, utilizînd relația dedusă din aceea a frecvenței de rezonanță

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L}, \tag{4.50}$$

care se adoptă de valoare normalizată cu toleranţă redusă, dacă este posibil de tipul cu polistiren (stiroflex), care prezintă pierderi mici (neglijabile în general) şi coeficient de temperatură mai mic faţă de alte tipuri de condensatoare [10].

Întrucît, în mod uzual, nu se găsesc condensatoare cu polistiren peste 24 nF şi din motive de gabarit nu se utilizează mai mult decît două condensatoare în paralel, pentru valori C mai mari trebuie utilizate condensatoare cu poliester (mylar) sau policarbonat, care au pierderi mai mari.

După adoptarea capacităţii C se recalculează valoarea inductivităţii necesare cu ajutorul relaţiei 4.50 şi numărul de spire necesar cu ajutorul relaţiei 4.49. Întrucît inductanţa specifică A_L are o dispersie de ordinul procentelor, la realizarea bobinei se va lăsa un capăt de conductor mai lung pentru a se putea adăuga spire după măsurare.

d) Dacă nu se impune în datele iniţiale o compensare termică a amplitudinii tensiunii de ieşire şi se foloseşte pentru reglaj o diodă simplă, se adoptă tensiunea de vîrf pe aceasta astfel încît să se impună o rezistenţă dinamică în jurul valorii de 1 kΩ. În fig. 4.16 se prezintă caracteristicile curent – tensiune a două tipuri

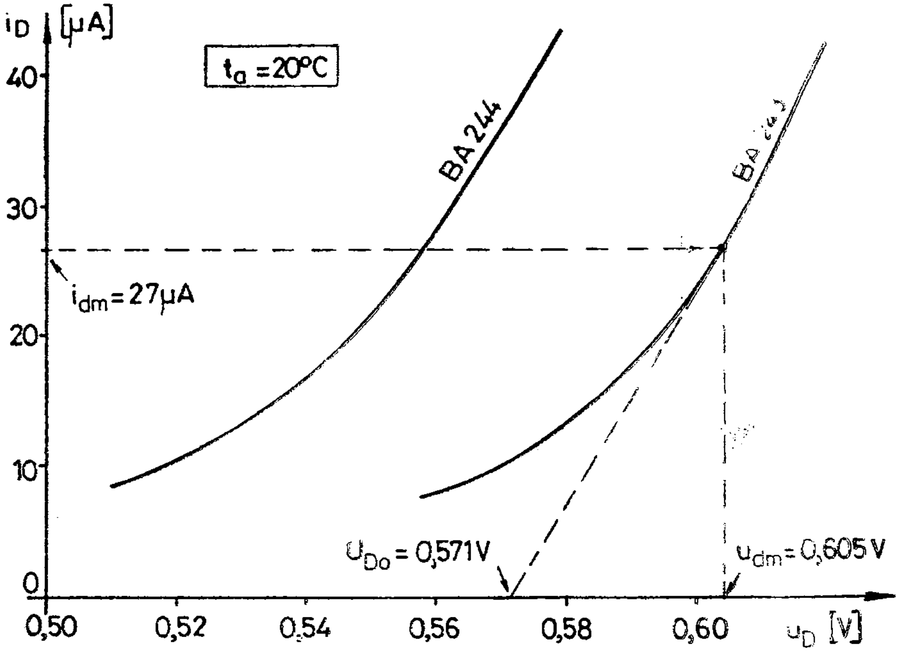


Fig. 4.16. Caracteristicile diodelor de siliciu BA 244 şi BA 243.

de diode de siliciu, în zona curenţilor foarte reduşi, care se pot utiliza atunci cînd temperatura mediului este în jur de 20 °C.

În cazul cînd se impune o compensare termică a amplitudinii tensiunii de ieşire se poate utiliza soluţia cu diodă compusă (această soluţie necesită încercări experimentale). Tensiunea de vîrf trebuie adoptată astfel încît rezistenţa dinamică a diodei compuse să fie în jur de 2,5...3,4 kΩ. În fig. 4.17 se prezintă caracteristicile curent-tensiune (în zona curenţilor foarte mici) pentru cîteva diode compuse.

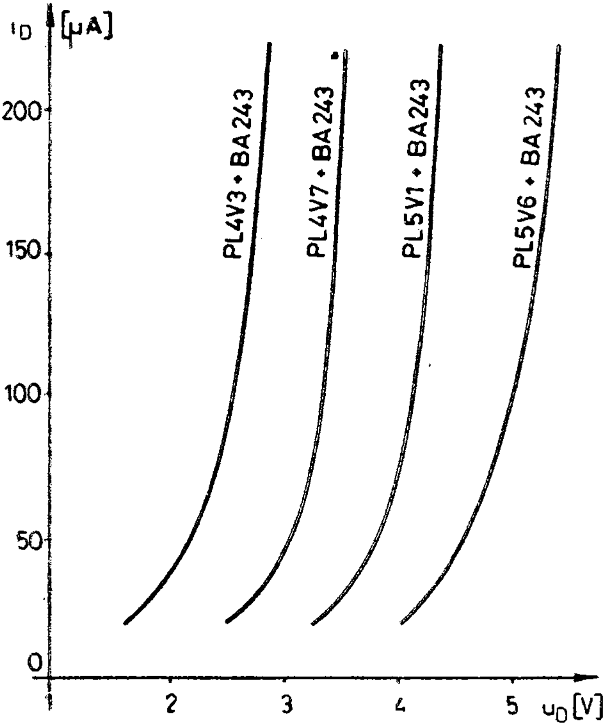


Fig. 4.17. Caracteristicile unor diode Zener combinate cu diode simple.

În cazul utilizării drept diodă de reglaj a unei joncţiuni de tranzistor din circuitul integrat βA726 [16] se poate utiliza caracteristica tensiune-curent a acestuia, măsurată la o temperatură a plachetei de siliciu de 90 °C (stabilită prin termostatare), dată în fig. 4.18. În acest caz se poate asigura o compensare termică a tensiunii pe dioda de reglaj şi în bună măsură – a amplitudinii

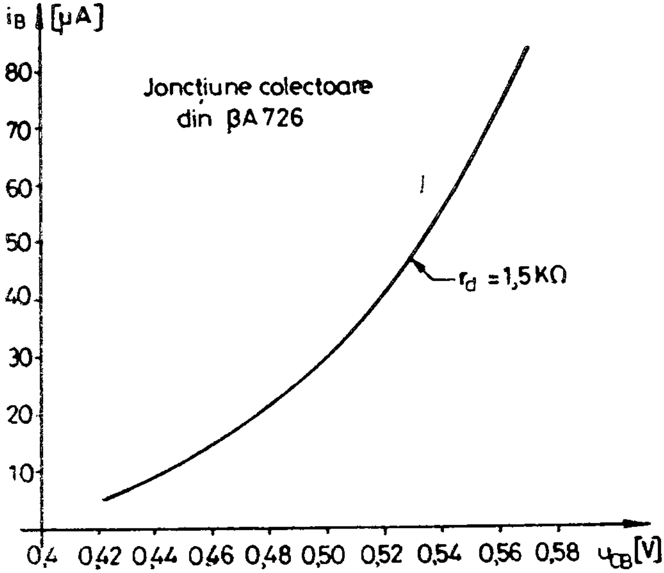


Fig. 4.18. **Caracteristica unei joncțiuni colectoare din circuitul integrat β A 726.**

tensiunii de ieșire a oscilatorului. Tensiunea de vîrf se stabilește acolo unde r_d este în jur de 1,5 kΩ.

În toate cele trei cazuri de mai sus, rezistența dinamică se determină conform construcției grafice din fig. 4.15 și a relației

$$r_d = \frac{u_{dm} - u_{p0}}{i_{dm}}. \tag{4.51}$$

e) Se stabilește factorul de conectare al bobinei cu relația

$$k = \frac{1}{1+A_u} \frac{u_{ies m}}{u_{dm}}. \tag{4.52}$$

Dacă valoarea factorului de conectare rezultă mai mare decît 1 (ceea ce ar însemna conectarea diodei la o priză a bobinei) se adoptă $k=1$ și se mărește amplificarea A_u la valoarea rezultată din relația de mai sus (desigur dacă relația 4.48 permite).

f) Se stabilește numărul de spire N_1 al secțiunii bobinei dintre capătul de jos și priză (4) rezolvînd sistemul de ecuații

$$N_1 = N\sqrt{\frac{L_1}{L}}, \quad N - N_1 = \sqrt{\frac{L_2}{L}}, \quad k = \frac{L + L_1 - L_2}{2L}, \tag{4.53}$$

în care N_1, L_1 și L_2 sînt necunoscute.

g) Se stabilește rezistența de pierderi a circuitului oscilant (considerată în serie) R_{ps} care include rezistența bobinei în curent continuu R_L, rezistența de pierderi a condensatorului R_{psC} (cînd acesta nu este cu polistiren) și rezistența corespunzătoare pierderilor în miezul de ferită R_f, printr-una din următoarele trei căi:

— Se stabilesc cele trei rezistențe componente separat. Astfel, rezistența R_L se măsoară la bobina executată ori se calculează cu relația

$$R_L \cong \frac{2{,}25 \cdot 10^{-5}\, \pi N D_{med}}{d^2} \quad [\Omega], \qquad (4.54)$$

în care D_{med} reprezintă diametrul spirei medii a bobinei în [mm] iar d — diametrul conductorului de bobinaj fără izolație în [mm]. Diametrul spirei medii se determină cu relația aproximativă

$$D_{med} = D_c + (D_i - D_c)\frac{N}{N_{max}} \quad [\text{mm}], \qquad (4.55)$$

unde: D_c este diametrul coloanei miezului,
D_i — diametrul interior al miezului (date în tabelul 4.2).

Rezistența de pierderi a condensatorului se stabilește în general cu relația

$$R_{psC} = \frac{\operatorname{tg} \delta'}{2\pi f_0 C}, \qquad (4.56)$$

unde tg δ' reprezintă tangenta unghiului de pierderi a condensatorului [10] la frecvența de oscilație. Valoarea maximă a acesteia este dată în catalog doar pentru anumite frecvențe. Pentru condensatoare cu polistiren se poate neglija R_{psC} pînă la frecvențe de 1 MHz, în timp ce pentru condensatoare cu poliester această rezistență are va ori importante. Pentru cîteva condensatoare cu poliester se dau în fig. 4.19 curbele de variație ale acestei rezistențe în funcție de frecvență.

Rezistența corespunzătoare pierderilor în miez se poate calcula cu relația

$$R_f = 2\pi f_0 L \operatorname{tg} \delta'', \qquad (4.57)$$

în care tg δ'' reprezintă tangenta unghiului de pierderi a bobinelor cu oală de ferită dată în fig. 4.20 în funcție de frecvență (determinată experimental).

Rezultă în final rezistența de pierderi totală

$$R_{ps} = R_L + R_{psC} + R_f. \qquad (4.58)$$

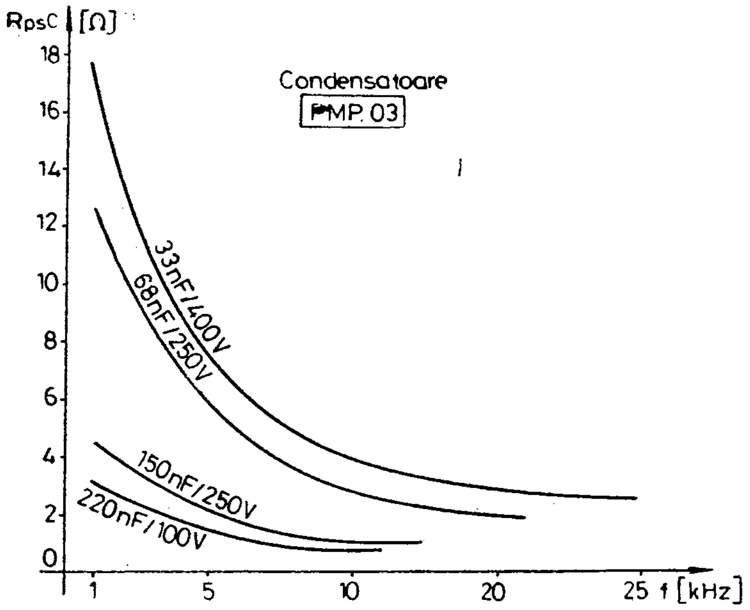


Fig. 4.19. Rezistența de pierderi serie a unor condensatoare cu poliester.

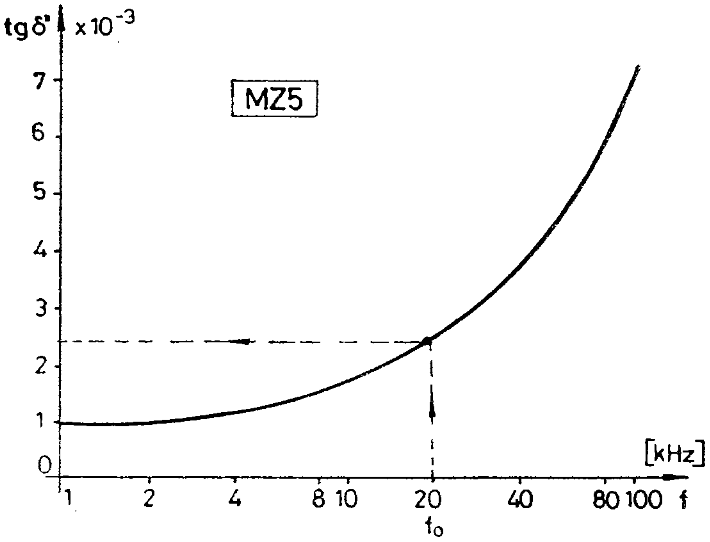


Fig. 4.20. Tangenta unghiului de pierderi a miezurilor de ferită tip oală din material MZ 5.

– Se măsoară factorul de calitate Q_0 al circuitului oscilant prin ridicarea caracteristicii de frecvență a acestuia și se calculează rezistența de pierderi serie din factorul de calitate

$$Q_0=\frac{f_0}{B}, \quad R_{ps}=\frac{2\pi f_0 L}{Q_0}, \tag{4.59}$$

unde B reprezintă banda de trecere a circuitului oscilant LC.

– Se măsoară separat tangenta de pierderi sau rezistențele de pierderi ale bobinei și condensatorului, la frecvența f_0, cu o punte potrivită sau cu un Q – metru și se determină din acestea rezistența totală de pierderi R_{ps}.

h) Se calculează rezistența R_3 cu relația

$$R_3 \cong \frac{2{,}2\, A_u r_d - 2\pi f_0 L}{2{,}2\, r_d + 2\pi f_0 L} \cdot \frac{(2\pi f_0 L)^2}{R_{ps}} k^2, \tag{4.60}$$

în cazul folosirii pentru reglaj a unei diode simple (sau joncțiune de tranzistor din circuitul integrat β A 726), sau cu aceeași relație împărțită cu 2 în cazul folosirii pentru reglaj a unei diode compuse.

Rezistența R_3 se realizează (cel puțin pînă în faza reglării) cu posibilitate de reglaj de cca $\pm 25\%$.

i) Se adoptă rezistența R_2 de valoare mult mai mică decît rezistența de intrare a amplificatorului integrat, dar nu mai mică de cîțiva kΩ întrucît poate rezulta și R_1 de valoare redusă, încărcînd ieșirea amplificatorului. Se determină apoi rezistența R_1 cu relația

$$R_1 = A_u R_2. \tag{4.61}$$

Aceasta trebuie să aibă, de asemenea, posibilitatea de reglaj de cca $\pm 10\%$. Cele două reglaje servesc la ajustarea tensiunilor u_{dm} și $u_{ieșm}$ la valorile impuse. Reglajul practic este greoi, deoarece fiecare din cele două reglaje are efect asupra ambelor tensiuni. Pentru un reglaj mai rapid este necesar să se respecte următoarea regulă: pentru creșterea (reducerea) tensiunii u_{dm} se reduce (mărește) amplitudinea tensiunii $u_{ieșm}$ cu ajutorul lui R_1'' (fig. 4.13) și apoi se reface tensiunea de ieșire cu ajutorul lui R_3''. Reglajul se face succesiv, de cîteva ori pînă la stabilirea valorilor impuse u_{dm} și $u_{ieșm}$. După operația de reglaj rezistențele semivariabile se pot înlocui cu rezistențe fixe (mai ales cînd sînt cu peliculă de carbon).

j) Se verifică încărcarea ieșirii amplificatorului integrat. Astfel

$$i_{em}=\frac{u_{iesm}}{R_s \parallel (R_1+R_2) \parallel (R_3+R_{ech})}, \tag{4.62}$$

unde R_{ech} este rezistența prezentată la priză de circuitul oscilant (incluzînd dioda de reglaj). Oscilatorul fiind de tipul în punte

$$R_{ech} = \frac{R_2 R_3}{R_1}. \tag{4.63}$$

Cu ajutorul diagramelor din fig. 4.4 se verifică posibilitatea realizării excursiei de tensiune de ieșire necesare (condiție îndeplinită de obicei)

$$u_{emax} > u_{ieșm}. \tag{4.64}$$

De asemenea, în cazul în care tensiunea $u_{ieșm}$ este apropiată de valoarea limită ce se poate obține cu amplificatorul integrat adoptat la frecvența f_0, se verifică dacă numitorul relației 4.62, care reprezintă sarcina totală a amplificatorului, nu este sensibil mai mic decît rezistența de sarcină pentru care s-a stabilit la punctul a viteza maximă de creștere a tensiunii de ieșire sau amplitudinea maximă posibilă a tensiunii de ieșire. Dacă este așa și nu se mai poate mări rezistența totală de sarcină se va adopta o amplificare mai mare sau un amplificator integrat cu performanțe superioare.

k) Se dimensionează condensatorul de cuplaj C_3 cu relația restrictivă

$$C_3 \geqslant \frac{50}{2\pi f_0 R_3}, \tag{4.65}$$

ntrucît orice defazaj introdus de acesta produce abaterea de la ezonanță a circuitului oscilant cu consecințele: modificarea frecvenței de oscilație și a amplitudinilor tensiunilor u_{dm}, $u_{ieșm}$.

Condensatorul C_S este un condensator de cuplaj care se dimensionează cu relația

$$C_S \geqslant \frac{50}{2\pi f_0 R_s}. \tag{4.66}$$

l) Se stabilesc, dacă este cazul, elementele de corecție pentru amplificatorul integrat, în funcție de amplificarea A_u stabilită.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un oscilator LC în punte cu reglaj, dar fără compensare termică a amplitudinii, avînd datele : $f_0 = 20$ kHz, $u_{ieșm} = 1{,}5$ V, $R_s = 10$ kΩ cu stabilitatea frecvenței la temperatura obișnuită, constantă ; $\Delta f/f \leqslant 10^{-4}$ și stabilitatea de amplitudine în aceleași condiții $\Delta u_{ieșm}/u_{ieșm} \leqslant 10^{-3}$. Cuplajul cu sarcina se face direct.

Întrucît amplitudinea impusă este redusă, ea poate fi realizată la 20 kHz cu oricare din amplificatoarele uzuale, aşa cum rezultă din diagramele din fig. 4.5, dacă amplificarea $A_u \geqslant 1$. Pentru asigurarea amplitudinilor din aceste diagrame este necesar să se folosească tensiuni de alimentare $\pm E = \pm 15$ V cel puţin. Se adoptă amplificatorul β A 741 care are circuite auxiliare mai simple (numai echilibrare).

Se poate adopta amplificarea $A_u = 1$ pentru stabilitate maximă a frecvenţei. Există de asemenea şi o rezervă în realizarea amplitudinii necesare pentru încărcare cu rezistenţă sub 10 kΩ a reţelei (fig. 4.21).

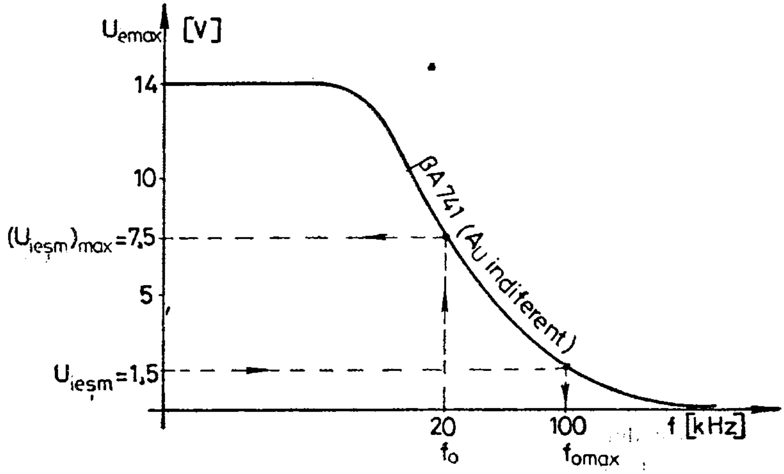


Fig. 4.21. Verificarea amplitudinii realizabile la ieşirea amplificatorului în funcţie de frecvenţă.

Se apreciază valoarea inductanţei $L = 2$ mH, realizabilă cu miezul tip oală Ø14 mm.

Capacitatea necesară va fi

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 (2 \cdot 10^4)^2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 31{,}5 \cdot 10^{-9}\ \text{F} = 31{,}5\ \text{nF}.$$

Se adoptă condensator cu polistiren (stiroflex) normalizat : $C = 33$ nF ±5 % (eventual realizabil prin conectarea în paralel a două condensatoare de capacitate mai mică). Cu aceasta se recalculează

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_0^2} \cong 1{,}82\ \text{mH}.$$

Se determină numărul de spire necesar pentru realizarea acesteia cu un **miez cu întrefierul minim —0,1 mm**

$$N=\sqrt{\frac{10^6 L}{A_L}}=\sqrt{\frac{10^6\cdot 1{,}82\cdot 10^{-3}}{0{,}2}}\cong 95 \text{ spire.}$$

Se va utiliza conductor cu diametrul (fără izolație) $d=0{,}2$ mm pentru care $N_{max}=$ $=135>95$, deci bobinajul încape în fereastra miezului.

Pentru reglaj se admite o diodă BA243 care la $u_{dm}=0{,}605$ V (fig. 4.16) prezintă rezistența dinamică

$$r_d=\frac{u_{dm}-U_{D0}}{i_{dm}}=\frac{0{,}605-0{,}571}{0{,}027}=1{,}26 \text{ k}\Omega.$$

Factorul de conectare al bobinei este

$$k=\frac{1}{1+A_u}\cdot\frac{u_{ieşm}}{u_{dm}}=\frac{1}{1+1}\cdot\frac{1{,}5}{0{,}605}=1{,}24>1.$$

Deoarece a rezultat un factor de conectare supraunitar se va impune $k=1$, adică se va realiza bobina fără priză şi se recalculează amplificarea A_u din relația factorului k

$$A_u=\frac{u_{ieşm}}{u_{dm}}-1=\frac{1{,}5}{0{,}605}-1=1{,}48.$$

Diametrul mediu al bobinei va fi

$$D_{med}=D_e+(D_i-D_e)\frac{N}{N_{max}}=6+(11{,}6-6)\frac{95}{135}=9{,}94 \text{ mm},$$

şi rezistența bobinei

$$R_L=\frac{2{,}25\cdot 10^{-5}\pi N D_{med}}{d^2}=\frac{2{,}25\cdot 10^{-5}\cdot\pi\cdot 95\cdot 9{,}94}{(0{,}2)^2}=1{,}67\ \Omega.$$

Condensatorul de polistiren se consideră fără pierderi. Rezistența corespunzătoare pierderilor în miez va fi (fig. 4.20)

$$R_f=2\pi f_0 L\operatorname{tg}\delta''=2\pi\cdot 2\cdot 10^4\cdot 1{,}82\cdot 10^{-3}\cdot 2{,}4\cdot 10^{-3}=0{,}55\ \Omega.$$

Rezistența de pierderi totală va fi deci

$$R_{ps}=R_L+R_f=1{,}67+0{,}55=2{,}22\ \Omega.$$

Se determină acum R_3 cu relația 4.60

$$R_3=\frac{2{,}2-1{,}48\cdot 1\,260-2\pi\cdot 2\cdot 10^4\cdot 1{,}82\cdot 10^{-3}}{2{,}2\cdot 1\,260+2\pi\cdot 2\cdot 10^4\cdot 1{,}82\cdot 10^{-3}}\cdot\frac{(2\pi\cdot 10^4\cdot 1{,}82\cdot 10^{-3})^2}{2{,}22}\cdot 1=$$

$$=3{,}33\cdot 10^4\ \Omega\cong 33\text{ k}\Omega,$$

care se poate realiza pentru asigurarea reglajului cu valorile $R_3'=27$ kΩ ± 5 % şi $R_3''=10$ kΩ (semivariabil).

Adoptîndu-se

$$R_2 \leqslant \frac{1}{50} R_{intr} = \frac{1}{50} 300 \cdot 10^3 = 6 \text{ k}\Omega,$$

(unde s-a folosit rezistenţa de intrare minimă a amplificatorului integrat βA 741) şi cu valoarea normalizată $R_2 = 6{,}19 \text{ k}\Omega \pm 2\%$, va rezulta

$$R_1 = A_u R_2 = 1{,}48 \cdot 6{,}19 = 9{,}15 \text{ k}\Omega,$$

care se realizează pentru reglaj din $R_1 = 8{,}2 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ şi o rezistenţă semivariabilă $R = 2{,}5$ kΩ. După reglaj şi măsurare, rezistenţele R_1 şi R_3 se adoptă fixe, cu toleranţă de $\pm 2\%$.

Se calculează

$$R_{ech} = \frac{R_2 R_3}{R_1} = \frac{6{,}19 \cdot 30}{9{,}15} = 20{,}2 \text{ k}\Omega.$$

Întrucît amplitudinea tensiunii de ieşire este redusă, iar rezistenţa totală de sarcină

$$R_{stot} = R_s \parallel (R_1 + R_2) \parallel (R_3 + R_{ech}) = 10 \parallel (9{,}15 + 6{,}19) \parallel (30 + 20{,}2) \cong$$

$$\cong 5{,}4 \text{ k}\Omega$$

este relativ mare, se poate aprecia că se realizează amplitudinea tensiunii de ieşire impusă, la $f_0 = 20$ kHz.

Condensatorul de cuplaj trebuie să aibă valoarea

$$C_3 \geqslant \frac{50}{2\pi f_0 R_3} = \frac{50}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 30 \cdot 10^3} = 1{,}33 \cdot 10^{-9} = 1{,}33 \text{ nF}$$

şi se adoptă un condensator ceramic plachetă de 2,2 nF ± 2% (CLZ32.10) [10]

4.4. PROIECTAREA UNUI OSCILATOR SINUSOIDAL *RC* CU CIRCUIT WIEN

Oscilatorul sinusoidal cu circuit Wien este cel mai des utilizat dintre oscilatoarele *RC*, atît pentru frecvenţă fixă cît, mai ales, pentru frecvenţă variabilă.

O schemă de oscilator de acest tip, care utilizează amplificator operaţional, este prezentată în fig. 4.22. Aceasta include şi un

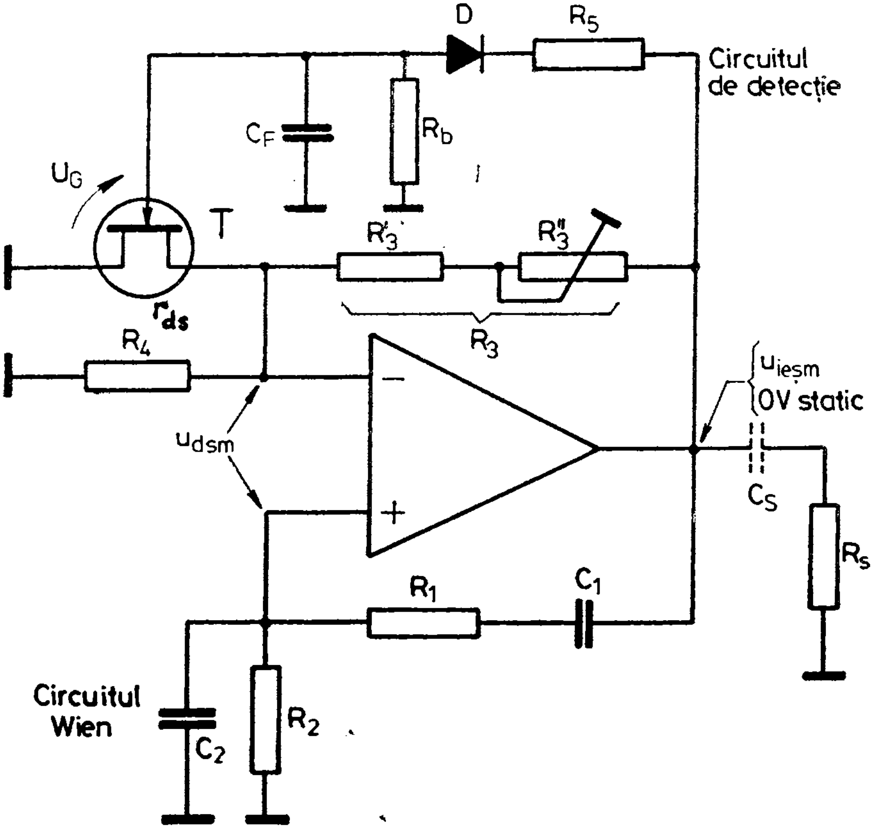


Fig. 4.22. Oscilator *RC* cu circuit Wien cu amplificator operațional.

circuit pentru reglarea amplitudinii oscilațiilor cu tranzistor TECJ. Este o soluție simplă și eficientă de reglare [38], [41] /31/ care poate utiliza tranzistoarele BFW11 sau 2N4092 produse în țară [28]. Din păcate, caracteristica pe care lucrează tranzistorul TECJ se modifică odată cu temperatura mediului ambinat iar prin aceasta, și amplitudinea oscilațiilor de la ieșire.

O particularitate a acestui oscilator este aceea că tensiunea statică de la ieșire este nulă (se echilibrează amplificatorul) și în circuit nu mai apar o serie de condensatoare de cuplaj.

O condiție importantă pentru funcționarea corectă a tranzistorului de reglaj este aceea ca amplitudinea tensiunii între drenă și sursă să nu fie mai mare decît cîteva zecimi de volt. Deoarece

tensiunea de ieşire trebuie să prezinte o amplitudine suficient de mare pentru ca circuitul de detecţie să poată asigura o tensiune de grilă $U_G \geqslant 0,5...1$ V la tranzistor rezultă de obicei o atenuare a circuitului Wien mai mare decît 3, astfel că acesta nu se poate realiza cu componente de acelaşi tip egale. În cazul realizării unei frecvenţe variabile se poate totuşi utiliza un potenţiometru dublu (rezistenţe R_1 şi R_2 egale) dacă se utilizează condensatoare C_1 şi C_2 diferite. În acest caz, circuitul Wien se alcătuieşte ca în fig. 4.23.

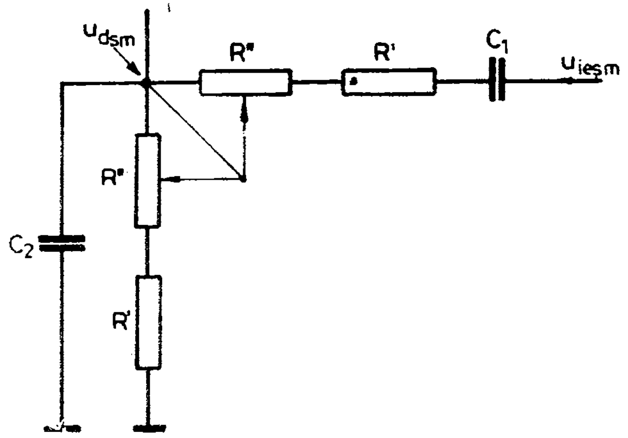


Fig. 4.23. Circuitul Wien în cazul frecvenţei variabile într-un domeniu.

Cu ajutorul amplificatoarelor obişnuite (tabelul 4.1) se pot realiza oscilatoare *RC* de tipul celui din fig. 4.22, cu amplitudinea tensiunii de ieşire de 1...1,5 V şi cu factorul de distorsiuni armonice de ordinul $< 0,5\%$, pentru frecvenţe pînă la cîteva sute de kHz (pe rezistenţă de sarcină totală $\geqslant 10\ k\Omega$). Pentru realizarea unor frecvenţe şi amplitudini mai mari trebuie utilizate amplificatoare integrate cu performanţe mai bune (viteză maximă de creştere mai mare).

Se recomandă folosirea pentru reglajul de amplitudine a unui tranzistor TECJ avînd curent de saturaţie redus şi tensiune de vîrf cît mai mare, pentru a se obţine rezistenţă dinamică drenă sursă de valoare mai ridicată şi distorsiuni neliniare mai mici (la funcţionare cu tensiune U_G de valoare mai mare), precum şi stabilitatea termică mai bună (tranzistorul se poate face să funcţioneze chiar cu derivă termică nulă).

DATE INIȚIALE

Pentru proiectarea oscilatorului sînt necesare următoarele date inițiale:

— frecvența tensiunii de ieșire: f_0 sau frecvențele de la capătul gamei: f_{0min}, f_{0max},

— amplitudinea tensiunii de ieșire: $u_{ieșm}$,

— rezistența de sarcină: R_s,

— rezistența potențiometrului dublu în cazul realizării unei frecvențe variabile: R'',

— tipul cuplajului cu sarcina.

În scopul reducerii distorsiunilor neliniare ale tensiunii de ieșire, amplitudinea acesteia se va stabili, pe cît posibil, la valori ce nu depășesc cîțiva volți, la frecvențe joase, sau 1...1,5 V la frecvențe de cîteva sute de kHz. În același scop, precum și pentru realizarea unor frecvențe mai mari, rezistența de sarcină R_s trebuie să aibă valori cît mai mari ($\geqslant$ 10 kΩ).

Pentru stabilirea mai exactă a frecvenței, prin manevrarea potențiometrului dublu la oscilatoare cu gamă de frecvență, este necesar ca potențiometrul să fie logaritmic [10], și să se lege la cursor capetele potențiometrului la care variația rezistenței este mai rapidă.

PROIECTAREA OSCILATORULUI

Proiectarea oscilatorului din fig. 4.22 include următorele etape

a) Se stabilește amplificarea de tensiune necesară pentru intrarea inversoare în scopul impunerii unei tensiuni reduse pe tranzistorul T

$$A_u = \frac{u_{ieșm}}{u_{dsm}} - 1, \qquad (4.67)$$

unde se va lua $u_{dsm} \leqslant 0{,}2...0{,}3$ V în scopul unei comportări similare a tranzistorului în cadranele I și III (valori mai mari pentru tranzistoare cu tensiune de vîrf U_p mai mare și pentru oscilatoare cu $u_{ieșm} > 1{,}5$ V).

b) Se stabilește tipul amplificatorului integrat și tensiunea lui de alimentare ținînd cont de amplitudinea și frecvența tensiunii de ieșire, de amplificarea A_u necesară și de valoarea rezistenței de sarcină. Se va admite o rezervă la amplitudinea realizabilă ținînd cont de faptul că prin R_3 și prin circuitul Wien ieșirea amplificatorului se încarcă în mod suplimentar și că atît diagramele

din fig. 4.5, cît și vitezele maxime de creștere sînt date uneori pentru valori mari ale rezistenței totale de sarcină (la ROB709). Pentru verificarea posibilității de utilizare a unui amplificator integrat se apelează la diagramele din fig. 4.5, procedîndu-se ca în fig. 4.21, sau la condiția 4.48 și la vitezele maxime de creștere din tabelul 4.1.

Pentru realizarea vitezelor maxime de creștere din tabelul 4.1 și pentru ca diagramele din fig. 4.5 să fie valabile trebuie utilizate tensiuni de alimentare de ±15 V. Tensiuni mai mari de alimentare asigură viteze și mai ridicate. În cazul realizării unui circuit unicat se poate încerca o corecție cu capacități mai mici decît cele prevăzute de catalog pentru amplificarea A_u, realizîndu-se viteză de creștere a tensiunii de ieșire mai ridicată.

c) Se adoptă tranzistorul TECJ care poate fi cu canal n sau p (în ultimul caz sensul diodei de detecție D se inversează). Din catalog se citesc valorile extreme pentru curentul de saturație și tensiunea de vîrf: I_{DSSmin}, I_{DSSmax}, U_{Pmin}, U_{Pmax} (care caracterizează dispersia mare de fabricație la tranzistoarele de acest tip).

Se determină valorile extreme posibile ale pantei tranzistorului în punctul cu $U_G=0$ (atunci cînd tranzistoarele nu se pot selecta cu I_{DSS} și U_P apropiate)

$$g_{m0min}=\frac{2I_{DSSmin}}{U_{Pmax}} \text{ și } g_{m0max}=\frac{2I_{DSSmax}}{U_{Pmin}}, \tag{4.68}$$

și apoi extremele rezistenței dinamice dintre drenă și sursă

$$r_{dsmin}=\frac{1}{g_{m0max}}\,\frac{U_{Pmin}}{U_{Pmin}-|U_G|},$$

și (4.69)

$$r_{dsmax}=\frac{1}{g_{m0min}}\,\frac{U_{Pmax}}{U_{Pmax}-|U_G|},$$

în care se va adopta tensiunea de grilă de lucru

$$U_G=0{,}5\ \text{V}\ldots MIN\begin{cases}0{,}8\ U_{Pmin}\\ u_{ieșm}-\Delta u,\end{cases} \tag{4.70}$$

ținînd cont de următoarele:

— că trebuie utilizată o tensiune U_G mare (fără a se ajunge pe caracteristicile neliniare corespunzătoare valorilor U_G apropiate de U_P) pentru ca r_{ds} să varieze rapid în funcție de aceasta în scopul creșterii eficienței reglajului de amplitudine,

— că la tensiuni U_G mai mari deplasarea caracteristicilor tranzistorului cu temperatura este mai redusă, și

— că o parte Δu din tensiunea $u_{ie\c{s}m}$ se pierde pe rezistența R_5 și dioda detectoare ($\Delta u \cong 0{,}6$ V în cazul folosirii unei diode de siliciu și 0,4 V pentru diodă de germaniu).

d) Se adoptă rezistența R_4 cu o valoare

$$R_4=(1\ldots2)\, r_{dsmax}, \qquad (4.71)$$

cu scopul reducerii efectului dispersiei mari a parametrilor tranzistoarelor TECJ (în cazul unei producții de serie) și se calculează extremele rezistenței echivalente

$$R_{echmin}=R_4 \parallel r_{dsmin},$$

și (4.72)

$$R_{echmax}=R_4 \parallel r_{dsmax}.$$

e) Se calculează extremele rezistenței R_3 cu relațiile

$$R_{3min}=A_u R_{echmin} \text{ și } R_{3max}=A_u R_{echmax}, \qquad (4.73)$$

prevăzîndu-se reglajul lui R_3 între aceste limite, adică

$$R_3'=R_{3min} \text{ și } R_3''=R_{3max}-R_{3min}, \qquad (4.74)$$

pentru care se adoptă valori normalizate.

f) Pentru cazul unui oscilator cu frecvență fixă f_0, se determină elementele circuitului Wien dispunînd de următoarele ecuații:

$$R_2=\frac{R_{3min}+R_{3max}}{2} \parallel R_4 \parallel \frac{r_{dsmin}+r_{dsmax}}{2}, \qquad (4.75)$$

condiție neobligatorie, legată de reducerea abaterii față de OV a potențialului static de la ieșirea amplificatorului (conduce la valori reduse ale rezistenței R_2 și la o încărcare mare a ieșirii amplificatorului, ceea ce ar putea fi în parte contracarat prin utilizarea unei separări în regim static a tranzistorului prin condensator)

$$R_1R_2C_1C_2=\frac{1}{4\pi^2 f_0^2}, \qquad (4.76)$$

rezultată din condiția de fază a oscilatorului

$$\frac{R_1}{R_2}+\frac{C_2}{C_1}=A_u, \qquad (4.77)$$

rezultată din condiția de amplitudine a oscilatorului

$$R_1C_1=R_2C_2, \qquad (4.78)$$

condiție de viteză de variație maximă a fazei circuitului Wien în jurul frecvenței f_0 care asigură stabilitate maximă a frecvenței.

Dacă din calcule rezultă o capacitate C_1 sau C_2 de valoare redusă (sub 100 pF) este necesar să se reia calculul elementelor RC fără să se mai utilizeze ecuația 4.75, impunîndu-se ca cea mai mică valoare de capacitate să fie 100 pF. În acest fel capacitățile parazite ale circuitului integrat și montajului nu vor denatura frecvența impusă de proiectant prin elementele rețelei Wien.

g) În cazul unui oscilator cu frecvență variabilă într-o anumită gamă elementele rețelei Wien se determină din condițiile:

$$\begin{cases} (R'+R'')^2 C_1C_2 = \dfrac{1}{4\pi^2 f_{0min}^2} & (4.79) \\ (R')^2 C_1C_2 = \dfrac{1}{4\pi^2 f_{0max}^2} & (4.80) \\ \dfrac{C_2}{C_1} = A_u - 1, & (4.81) \end{cases}$$

unde R'' este valoarea potențiometrului dublu și este dată sau adoptată inițial.

Dacă rezultă capacități sub 100 pF se va adopta un potențiometru dublu cu rezistență R'' de valoare mai mică.

În cazul obținerii unei rezistențe R_1 sau R' cu valoare sub 500 Ω, ieșirea amplificatorului integrat va fi puternic încărcată ceea ce limitează superior suplimentar frecvența și amplitudinea oscilațiilor. Din acest motiv este uneori imposibil de realizat gama de frecvență prea largă impusă (aceasta ar putea fi secționată la nevoie în două game alăturate necesitînd comutări la condensatoare).

O rezervă în realizarea unei game mai largi de frecvență se bazează pe posibilitatea înserierii unei rezistențe cu tranzistorul *TECJ* (scăzîndu-se eficiența reglajului de amplitudine) cînd se poate utiliza o amplificare A_u mai mică.

h) Se adoptă rezistența $R_5 > 20$ kΩ pentru a nu încărca ieșirea amplificatorului și pentru a se evita necesitatea unui condensator de filtraj (C_F) electrolitic la frecvențe joase (valori mai mari pentru frecvențe sub 1 kHz).

Se determină rezistența de balast a detectorului cu relația

$$R_b \cong \frac{U_G}{u_{ieșm} - U_G - U_{D0}} R_5, \tag{4.82}$$

în care U_{D0} este tensiunea de deschidere reală a diodei de detecție, egală cu 0,1...0,15 V pentru dioda de germaniu și 0,45...0,5 V pentru diodă de siliciu. Se utilizează o diodă de curenți mici.

i) Se determină capacitatea condensatorului de filtraj C_F din condiția

$$C_F > \frac{10}{f_0 R_b}, \tag{4.83}$$

fără însă a se exagera, deoarece o capacitate prea mare conduce la întîrzierea răspunsului circuitului de reglare a variației amplitudinii oscilațiilor. Dacă rezultă o capacitate mai mare de 0,5...1 μF, pentru a se evita unitilizarea unui condensator electrolitic se poate reveni la punctul h, mărindu-se rezistența R_5.

j) Se verifică încărcarea în curent a ieșirii amplificatorului în cazul cînd trebuie realizată o amplitudine $u_{ieșm}$ mai mare decît cîțiva volți și a unei rezistențe de sarcină reduse (de cîțiva kΩ)

$$i_{emax} = u_{ieșm}\left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{3min} + R_{echmin}} + \frac{\cos\varphi}{|z|}\right), \tag{4.84}$$

în care unghiul φ reprezintă defazajul dintre curentul prin circuitul Wien și tensiunea de la ieșirea amplificatorului și se determină din

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{1}{2\pi f_0 C_1 R_1}, \tag{4.85}$$

iar $|z|$ reprezintă modulul impedanței circuitului Wien între ieșirea amplificatorului și masă

$$|z| = \left(1 + \frac{1}{A_u}\right)\sqrt{A_u R_1 R_2}. \tag{4.86}$$

După calculul curentului i_{emax} se verifică cu ajutorul fig. 4.4 sau 4.7 dacă tensiunea de alimentare este suficient de mare pentru obținerea unei excursii a tensiunii de ieșire sensibil mai mare decît $u_{ieșm}$ (rezerva asigură un factor de distorsiuni armonice mai coborît). În general, această condiție se verifică fără dificultate, întrucît în practică nu sînt necesare amplitudini mari de tensiune sinusoidală cu distorsiuni reduse, iar oscilatoarele nu lucrează pe rezistențe R_s prea mici.

k) Se dimensionează, dacă este cazul, condensatorul de cuplaj cu sarcina, C_S, cu relația 4.66 din paragraful precedent.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un oscilator cu următoarele date: f_0=1 kHz, $u_{ieșm}$=2 V R_s=10 kΩ, cuplaj cu sarcina direct. Pentru reglaj de amplitudine se va utiliza un tranzistor TECJ de tipul BFW11 cu canal n, avînd următoarele date: I_{DSS}= =4...10 mA, U_P=2...6 V.

Amplificarea de tensiune (pentru intrarea inversoare) cu o amplitudine u_{dsm}=0,2 V va fi

$$A_u = \frac{u_{iesm}}{u_{dsm}} - 1 = \frac{2}{0,2} - 1 = 9.$$

Pentru simplificarea circuitelor auxiliare ale amplificatorului şi ţinînd cont că se generează o tensiune de ieşire cu amplitudine şi frecvenţă redusă cînd nu apar probleme legate de viteza maximă de creştere a tensiunii, se adoptă amplificatorul integrat de tip β A 741. Tensiunile de alimentare se adoptă ±15 V, relativ mari, pentru a se realiza tensiune de ieşire cu distorsiuni armonice reduse. Amplificatorul se prevede cu circuit de echilibrare.

Panta tranzistorului la U_G=0 are valorile extreme

$$g_{m0min} = \frac{2I_{DSSmin}}{U_{Pmax}} = \frac{2 \cdot 4 \cdot 10^{-3}}{8} = 10^{-3}\ \mathrm{A/V}$$

$$g_{m0max} = \frac{2I_{DSSmax}}{U_{Pmin}} = \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{2} = 10^{-2}\ \mathrm{A/V}.$$

Se adoptă tensiunea de grilă a tranzistorului cît mai mare şi anume

$$U_G = MIN \begin{cases} 0,8\ U_{Pmin} = 0,8 \cdot 2 = 1,6\ \mathrm{V} \\ u_{iesm} - \Delta u = 2 - 0,6 = 1,4\ \mathrm{V}, \end{cases}$$

considerînd dioda de siliciu. Se adoptă deci U_G=1,4 V.

Extremele rezistenţei dinamice dintre drenă şi sursă

$$r_{dsmin} = \frac{1}{g_{m0max}} \frac{U_{Pmin}}{U_{Pmin} - |U_G|} = \frac{2}{10^{-2}(2-1,4)} = 333\ \Omega,$$

$$r_{dsmax} = \frac{1}{g_{m0min}} \frac{U_{Pmax}}{U_{Pmax} - |U_G|} = \frac{2}{10^{-3}(8-1,4)} = 1\,210\ \Omega.$$

Rezistenţa R_4 se adoptă de acelaşi ordin cu r_{dsmax}, adică

$$R_4 = r_{dmax} = 1,2\ \mathrm{k\Omega}.$$

Extremele rezistenţei echivalente de la intrarea inversoare vor fi

$$R_{echmin} = R_4 \parallel r_{dsmin} = \frac{1,2 \cdot 0,33}{1,2 + 0,33} = 0,259\ \mathrm{k\Omega},$$

$$R_{echmax} = R_4 \parallel r_{dsmax} = \frac{1,2 \cdot 1,21}{1,2 + 1,21} = 0,602\ \mathrm{k\Omega}.$$

iar extremele rezistenței R_3

$$R_{3min}=A_u R_{echmin}=9\cdot 0{,}259=2{,}33\ \text{k}\Omega$$

$$R_{3max}=A_v R_{echmax}=9\cdot 0{,}602=5{,}42\ \text{k}\Omega.$$

Se adoptă deci $R_3'=2{,}37\ \text{k}\Omega\pm2\%$ și $R_3''=5\ \text{k}\Omega$ semivariabilă.

Elementele circuitului Wien se determină cu relațiile

$$R_2=R_{3mediu}\parallel R_4\parallel r_{dsmed}=\frac{2{,}33+5{,}42}{2}\parallel 1{,}2\parallel\frac{0{,}333+1{,}21}{2}=0{,}418\ \text{k}\Omega,$$

și se adoptă valoarea normalizată $422\ \Omega\pm1\%$.

$$R_1C_1C_2=\frac{1}{4\pi^2f_0^2R_2}=\frac{1}{4\pi^2\cdot(10^3)^2\cdot 422}=0{,}535\cdot 10^{-10} \quad (1)$$

$$\frac{R_1}{R_2}+\frac{C_2}{C_1}=A_u \quad \text{sau} \quad \frac{R_1}{422}+\frac{C_2}{C_1}=9, \quad (2)$$

și

$$R_1C_1=R_2C_2 \quad \text{sau} \quad R_1C_1=422\ C_2. \quad (3)$$

Înlocuind ecuația (3) în (1) se obține

$$422\ C_2^2=0{,}535\cdot10^{-10},\quad C_2=0{,}356\ \mu\text{F}.$$

Aceasta se poate realiza din două condensatoare selectate din 0,18 μF±10% în paralel.

Din ecuațiile (2) și (3) rezultă apoi

$R_1=1\ 900\ \Omega$ și $C_1=0{,}079\ \mu\text{F}$ care se normalizează la valorile 1 910 Ω±1% și $2\times0{,}039\ \mu\text{F}\pm10\%$ (selectate) în paralel.

Se adoptă rezistența $R_5=36\ \text{k}\Omega\pm5\%$. Se determină rezistența de balast

$$R_b\cong\frac{U_GR_5}{u_{ieșm}-U_G-U_{D0}}=\frac{1{,}4\cdot36}{2-1{,}4-0{,}45}=336\ \text{k}\Omega,$$

și se adoptă valoarea normalizată 330 kΩ ±5%.

Condensatorul de filtraj trebuie să aibă capacitatea

$$C_F>\frac{10}{f_0R_b}=\frac{10}{10^3\cdot330\cdot10^3}\cong0{,}03\ \mu\text{F},$$

și se admite $C_F=0{,}039\ \mu\text{F}\pm10\%$ (PMP 03.02).

Se calculează

$$|z|=\left(1+\frac{1}{A_u}\right)\sqrt{A_u R_1 R_2}=\left(1+\frac{1}{9}\right)\sqrt{9\cdot 1{,}91\cdot 0{,}422}\cong 3\ \text{k}\Omega,$$

şi

$$\text{tg}\,\varphi=\frac{1}{2\pi f_0 C_1 R_1}=\frac{1}{2\pi\cdot 10^3\cdot 0{,}079\cdot 10^{-6}\cdot 1910}=1{,}055,$$

din care $\varphi=46{,}5^\circ$ şi $\cos\varphi=0{,}69$.

Rezultă curentul total de vîrf de la ieşirea amplificatorului

$$i_{e\,max}=u_{ieşm}\left(\frac{1}{R_s}+\frac{1}{R_{3min}+R_{echmin}}+\frac{\cos\varphi}{|z|}\right)=$$

$$=2\left(\frac{1}{10}+\frac{1}{2{,}33+0{,}259}+\frac{0{,}69}{3}\right)=1{,}4\ \text{mA},$$

care nu reprezintă o încărcare importantă şi nu impune alte verificări.

Dioda de detecţie poate fi de tipul BA170 sau BA243.

CAPITOLUL 5

PROIECTAREA UNOR CIRCUITE SPECIALE

5.1. PROIECTAREA UNUI CIRCUIT BASCULANT MONOSTABIL COMANDAT PRIN TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT βE 555

Circuitul integrat temporizator βE 555 prezintă o serie de aplicaţii practice deosebit de utile [42]. Dintre acestea interesează aici un circuit care asigură legătură liniară între o tensiune de comandă şi durata impulsului de ieşire.

Circuitul integrat βE 555 are structura din fig. 5.1 şi conexiunile la capsulă din fig. 5.2.

Comparatorul C_1 serveşte la stabilirea circuitului basculant bistabil *CBB* în starea „1" ($Q=0$) asigurînd la ieşire (după amplificatorul *A*) un nivel de tensiune ridicat. Acesta apare odată cu impulsul de declanşare pozitiv aplicat la intrarea comparatorului C_1.

Comparatorul C_2 serveşte la restabilirea circuitului basculant bistabil *CBB* în starea „0" în scopul anulării nivelului ridicat de la ieşire după un timp ce va fi funcţie de nivelul tensiunii de comandă. Operaţia de restabilire are loc în momentul în care o tensiune liniar variabilă (realizată pe un condensator *C* exterior), aplicată la intrarea „Prag", devine egală cu tensiunea de comandă.

Un nivel coborît de tensiune (< 1 V) aplicat la intrarea 7 (4) forţează prin tranzistorul T_1 restabilirea circuitului basculant bistabil *CBB* (starea „0") şi menţinerea lui în această stare atît timp cît este nevoie, indiferent de situaţia la intrările comparatoa-

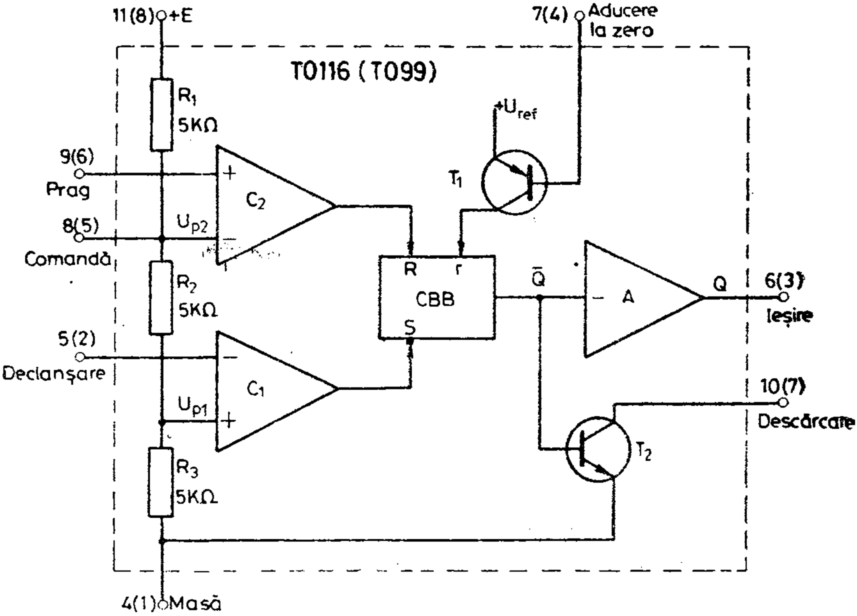


Fig. 5.1. Structura circuitului integrat β E 555.

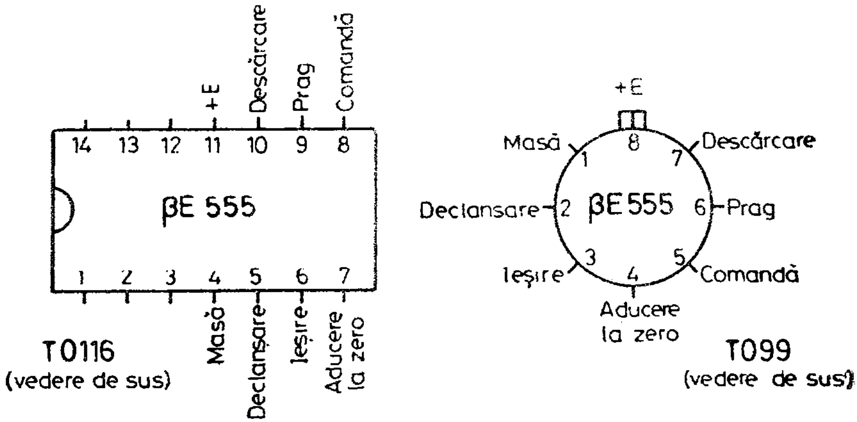


Fig. 5.2. Capsulele circuitului integrat β E 555.

relor. Pentru a se evita comanda prin tranzistorul T_1, intrarea 7 (4) se leagă la o tensiune mai mare de 1 V – de obicei $+E$.

Tranzistorul T_2 se utilizează pentru descărcarea condensatorului extern (pe care se obține tensiunea liniar variabilă) în scopul realizării procesului de încărcare de la zero a acestuia.

Principalele caracteristici ale circuitului integrat βE 555 sînt:

– tensiunea de alimentare $E=4{,}5\ldots18$ V,

– curent maxim de ieşire absorbit sau debitat: 200 mA,

– putere disipată maximă: $P_{dMAX025}=500$ mW pentru capsulă TO116 şi 600 mW pentru TO-99,

– curent de alimentare pentru $E=15$ V: $I_E=10\ldots15$ mA,

– tensiunea de declanşare în lipsa tensiunii de comandă externe: $U_{dmin0}=E/3$,

– nivelul inferior al tensiunii de ieşire la curent absorbit de 10 mA şi $E=15$ V: $U_{ieşm}=0{,}1\ldots0{,}25$ V,

– nivelul superior al tensiunii de ieşire la curent debitat de 100 mA şi $E=15$ V: $U_{ieşm}=12{,}5\ldots13{,}5$ V,

– nivelele tensiunii de ieşire pentru $E=5$ V: $U_{ieşm}=0{,}25\ldots0{,}35$ V şi $U_{ieşM}=2{,}5\ldots3{,}3$ V(compatibile cu circuitele logice TTL),

– eroarea iniţială de temporizare în regim monostabil pentru $E=15$ V; $C=0{,}1$ μF: 1%,

– tensiunea de comandă minimă $U_{commin}=1{,}6$ V,

– gama temperaturilor mediului: 0...+70 °C.

Structura unui circuit basculant monostabil realizat cu circuit β E 555 este prezentată în fig. 5.3. Condensatorul C serveşte la realizarea tensiunii liniar crescătoare ce se va compara la comparatorul C_2 cu tensiunea de comandă în vederea stabilirii momentului terminal al impulsului de ieşire. Perechea de tranzistoare T_3 şi T_4 realizează o sursă de curent constant ce încarcă liniar condensatorul C. Această sursă de curent se poate realiza şi cu amplificator operaţional.

Diagramele de funcţionare ale monostabilului cu circuit β E 555 sînt prezentate în fig. 5.4.

Declanşarea are loc pe frontul coborîtor al impulsurilor de declanşare. Acestea trebuie să aibă factor de umplere mare (t_d mic), deoarece durata t a impulsurilor de ieşire este limitată inferior de t_d. Durata minimă a pauzei t_d a impulsului de declanşare este de 2 μs.

Totuşi, atunci cînd impulsurile de declanşare au nivelul inferior egal cu zero, din cauza unui timp de stocare la comparatorul C_1 durata minimă a impulsurilor de ieşire se stabileşte la 10 μs [28]. Aceasta limitează superior frecvenţa circuitului basculant monostabil la cca 50 kHz (pentru un factor de umplere minim 0,5). O a treia

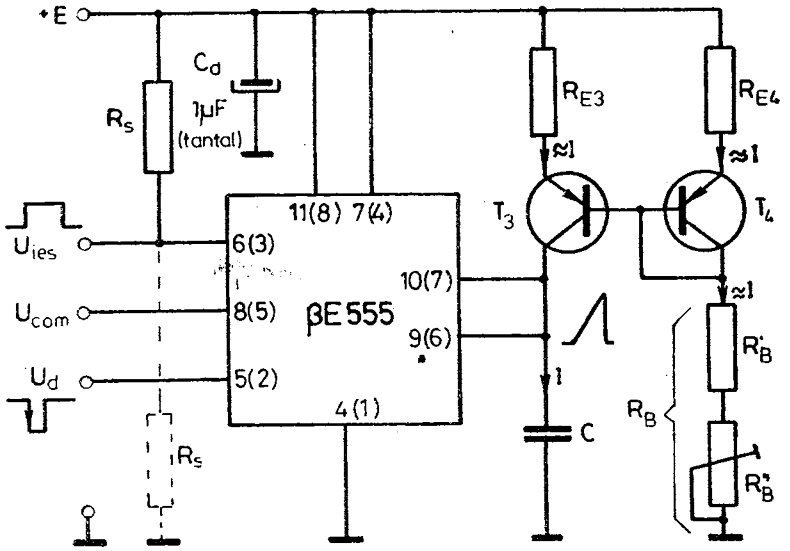


Fig. 5.3. Circuit basculant monostabil comandat prin tensiune cu circuit integrat β E 555.

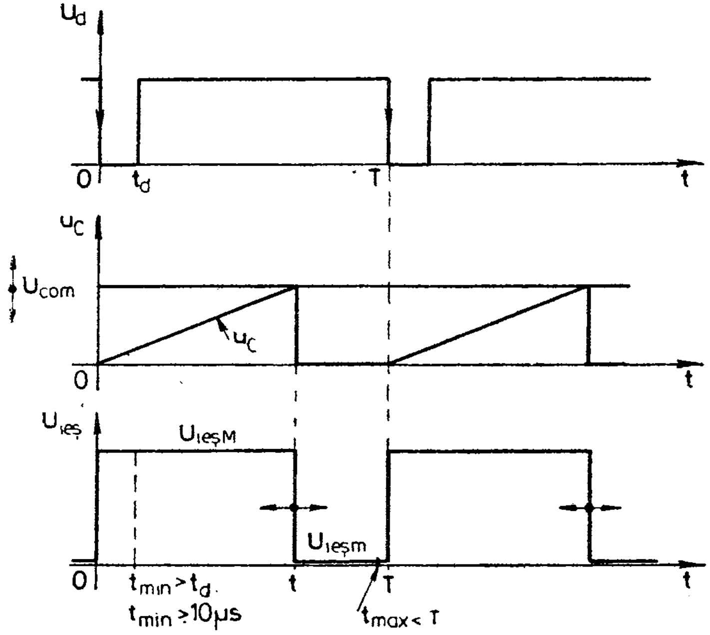


Fig. 5.4. Diagrame de funcționare ale circuitului basculant monostabil.

limitare inferioară pentru durata minimă a impulsului de ieşire este cauzată de limitarea inferioară a tensiunii de comandă, aşa cum se va vedea ulterior. Durata maximă a impulsurilor de ieşire este apropiată de perioada T a impulsurilor de declanşare. Frontul căzător al impulsurilor de declanşare trebuie să aibă durata mai mică de 0,2 µs. Aşa cum rezultă din fig. 5.1, pentru ca să se poată bascula comparatorul 1 (care la intrarea neinversoare are nivelul $U_{com}/2$ stabilit de rezistenţele R_2, R_3), impulsurile de declanşare trebuie să aibă amplitudinea mai mare decît jumătate din tensiunea de comandă maximă.

O utilizare specifică a acestui circuit este aceea de circuit defazor în schemele de comandă a tiristoarelor, pentru declanşare folosindu-se impulsuri generate din tensiunea de la reţea cu un circuit potrivit.

DATE INIŢIALE

Pentru proiectarea unui circuit basculant monostabil comandat prin tensiune sînt necesare următoarele date iniţiale:

— extremele tensiunii de comandă: U_{commin}, U_{commax},

— frecvenţa impulsurilor de ieşire: f,

— extremele duratei impulsului de ieşire: t_{min}, t_{max},

— pentru cazul cînd sarcina este legată la masă (circuitul integrat debitează curent): rezistenţa acesteia R_s (sau curentul de sarcină minim necesar I_{smin}), nivelul superior minim necesar al tensiunii de ieşire $(U_{ieşM})_{min}$, precum şi nivelul superior maxim admis de sarcină $(U_{ieşM})_{max}$,

— pentru cazul cînd sarcina este legată la o sursă de tensiune pozitivă E_s dată (circuitul integrat absoarbe curent): rezistenţa sarcinii R_s sau curentul ei I_s^* cînd are la capete tensiunea E_s precum şi curentul minim necesar I_{smin}.

Pentru ca la comparatorul C_2 tensiunea de comandă să deschidă două joncţiuni de tranzistoare înseriate este posibilă utilizarea directă a intrării de comandă numai dacă $U_{commin} \geqslant 1{,}6$ V. În cazul unei tensiuni de comandă mai mică decît această valoare este necesară modificarea corespunzătoare a tensiunii de comandă printr-un amplificator operaţional. De asemenea, tensiunea de comandă maximă nu poate depăşi valoarea de 11,5 V (pentru alimentarea cu tensiunea maximă de 15 V).

Alte limitări evidente pentru datele iniţiale sînt: $f \leqslant 50$ kHz (pentru factor de umplere minim 0,5), $t_{min} \geqslant 10$ µs (o primă limitare), $t_{max} < 1/f$, $(U_{ieşM})_{min} \leqslant 14$ V la I_s neglijabil, $I_{smin} \leqslant 200$ mA.

PROIECTAREA MONOSTABILULUI

Proiectarea circuitului basculant monostabil comandat prin tensiune cu circuit integrat βE 555 include următoarele etape:

a) Pentru cazul cînd sarcina este legată la masă, se stabileşte tensiunea de alimentare E a circuitului integrat ca valoarea maximă dintre cele două calculate cu relaţiile

$$E \geq 1{,}25\, U_{commax} + 0{,}4, \qquad (5.1)$$

$$E \geq (U_{ieşM})_{min} + \Delta u, \qquad (5.2)$$

unde Δu reprezintă căderea de tensiune pe tranzistorul etajului amplificator de ieşire şi este

$$\Delta u \cong 0{,}9 + 0{,}8 \cdot 10^{-2}\, I_{smin} \quad [\mathrm{V}],\ [\mathrm{mA}], \qquad (5.3)$$

atunci cînd este dat I_{smin} sau cu

$$I_{smin} = \frac{(U_{ieşM})_{min}}{R_s} \quad [\mathrm{mA}],\ [\mathrm{k\Omega}], \qquad (5.4)$$

atunci cînd este dată rezistenţa R_s.

Tensiunea E trebuie să fie de cel puţin 4,5 V şi nu poate depăşi 15 V cît admite circuitul integrat. În cazul cînd rezultă $E >$ > 15 V, acesta nu se poate utiliza.

Dacă tensiunea E a fost impusă de relaţia (5.1), se determină valoarea maximă a nivelului superior al tensiunii de ieşire

$$U_{ieşM} = (E - 0{,}9)\frac{R_s}{R_s + 0{,}008} \quad [\mathrm{V}],\ [\mathrm{k\Omega}] \qquad (5.5)$$

şi se verifică dacă sarcina poate suporta această tensiune. Trebuie ca

$$U_{ieşM} \leq (U_{ieşm})_{max}. \qquad (5.6)$$

Dacă sarcina permite, este recomandat să se utilizeze tensiune E mai mare decît valorile minime deduse mai sus, pentru a se putea obţine la sursa de curent constant rezistenţe R_{E3} şi R_{L4} de valori suficient de mari.

a) Pentru cazul cînd sarcina este legată la o sursă de tensiune pozitivă E_s, se stabileşte tensiunea de alimentare a circuitului integrat ca valoarea maximă dintre tensiunea E_s (în scopul utilizării aceleiaşi surse de alimentare) şi cea rezultată din relaţia 5.1

Dacă tensiunea E este impusă de relaţia 5.1 (adică este mai mare decît E_s şi nu se mai poate reduce prin micşorarea tensiunii U_{commax}, atunci pentru alimentarea circuitului integrat se utili-

zează tensiunea E şi trebuie eventual oprită circulaţia inversă din curent prin sarcină cu ajutorul unei diode.

În cazul adoptării unei tensiuni $E \equiv E_s$ se determină valoarea curentului de sarcină (ţinînd cont de căderea de tensiune pe tranzistorul amplificatorului de ieşire la nivelul de tensiune inferior) rezolvînd ecuaţia

$$R_s I_s + 0{,}43\sqrt[3]{I_s} = E \quad [\mathrm{k}\Omega],\ [\mathrm{mA}], \tag{5.7}$$

în care, dacă R_s nu este dată, se introduce

$$R_s = \frac{E_s}{I'_s}, \tag{5.8}$$

se verifică apoi îndeplinirea condiţiei

$$I_s \geqslant I_{smin}, \tag{5.9}$$

cînd circuitul integrat poate realiza funcţia impusă. În caz contrar este necesar ca sarcina să fie alimentată de la o tensiune E_s cu ceva mare.

b) Se verifică posibilitatea realizării duratei minime impuse a impulsului de ieşire. Răspunsul este afirmativ dacă

$$t_{min} \geqslant t_{max} \frac{1{,}6}{U_{commax}}. \tag{5.10}$$

În caz contrar (dacă tensiunea U_{commax} nu se mai poate mări), nu se poate utiliza circuitul prezentat integrat βE 555.

c) Se stabilesc parametrii impulsului de declanşare necesar:

– frecvenţa: aceeaşi cu cea a impulsurilor de ieşire,
– amplitudinea: mai mare decît $U_{commax}/2$,
– durata t_d: mai mare decît 2 μs şi mai mică decît t_{min},
– durata frontului căzător: mai mică decît 0,2 μs.

Impulsurile de declanşare pot fi realizate în particular tot cu ajutorul unui circuit integrat βE 555 în regim astabil [42] sau, dacă este cazul, plecînd de la tensiunea reţelei (50 Hz).

d) Se stabileşte curentul sursei realizate cu tranzistoarele T_3, T_4. Acesta se ia de valoare redusă pentru ca şi condensatorul C să fie de valoare redusă şi pentru ca rezistenţa de ieşire a sursei (deci calitatea ei) să fie mare (de ordinul > 5 Mohm). Astfel, se recomandă $I = 0{,}1\ldots1$ mA.

e) Se calculează capacitatea condensatorului C cu relaţia

$$C = \frac{I t_{max}}{U_{commax}}. \tag{5.11}$$

Dacă rezultă $C > 0{,}47\ \mu F$ (gabarit mare), se revine la punctul d adoptîndu-se un curent I mai redus. După normalizarea capacităţii C, dacă această valoare diferă de aceea calculată cu relaţia 5.11 se recalculează curentul I

$$I = \frac{CU_{commax}}{t_{max}}, \tag{5.12}$$

care urmează a fi realizat de sursa de curent constant.

f) Se adoptă tranzistoarele T_3, T_4 (identice) de tip *pnp* şi de putere redusă. Se recomandă tranzistorul BC251B care are factorul β de valoare ridicată, şi aproximativ constantă cu curentul de colector în domeniul recomandat mai sus. Pentru ca tranzistorul T_3 să nu fie saturat se admite $U_{CE3min}=1{,}2\ldots1{,}5$ V (mai mare cînd tensiunea E este mai mare iar U_{commax} mai mică).

g) Se calculează rezistenţa R_{E3} (egală cu R_{E4})

$$R_{E3}=R_{E4}=\frac{E-U_{commax}-U_{CE3min}}{I}, \tag{5.13}$$

care se normalizează cu toleranţă redusă (1%).

h) Se calculează rezistenţa de polarizare R_B

$$R_B \cong \frac{E-IR_{E3}-U_{BE3}}{I}, \tag{5.14}$$

care se realizează (cel puţin pînă în faza de reglare) cu posibilitate de reglaj de $\pm15\%$ ţinînd cont de toleranţa mare a capacităţii condensatorului. Deci

$$R_B'=0{,}85R_B \quad \text{şi} \quad R_B''=0{,}3R_B. \tag{5.15}$$

Pentru precizia temporizării maxime în timp (ajustată cu R_B'') se recomandă utilizarea unei rezistenţe semireglabile cu peliculă metalică sau înlocuirea rezistenţei semireglabile cu peliculă de carbon cu o rezistenţă fixă.

i) Se calculează curentul mediu total consumat de la sursa de alimentare E

$$I_E \leqslant 3+0{,}5\,(E-5)+t_{max}/I_s+2I \ [\text{mA}], \tag{5.16}$$

cu

$$I_s=\frac{E-0{,}9}{R_s+0{,}008} \quad [\text{mA}], \quad [\text{k}\Omega], \tag{5.17}$$

în cazul cînd sarcina este conectată la masă sau

$$I_E \leqslant 8+0{,}7\,(E-5)+(1-t_{min}\cdot f)\,I_s+2I\ [\text{mA}], \qquad (5.18)$$

cu I_s calculat anterior cu ecuația 5.7, cînd sarcina este conectată la sursa de alimentare.

Cînd sarcina este legată la o sursă separată E_s, curentul consumat de circuitul integrat se determină cu relația 5.18 fără termenul cu I_s.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un circuit basculant monostabil comandat prin tensiune cu următoarele date :

— tensiunea de comandă : $U_{com}=1{,}6\ldots10$ V,

— frecvența impulsurilor de ieșire : 50 Hz,

— durata impulsurilor de ieșire : 1,6...9,5 ms,

— rezistența de sarcină echivalentă $R_s=0{,}2$ kΩ, legată la masă,

— nivelul superior al tensiunii de ieșire : 10 V $\leqslant U_{ieșM} \leqslant$ 14 V.

Tensiunea de alimentare se stabilește cea mai mare dintre valorile

$$E \geqslant 1{,}25\,U_{commax}+0{,}4=1{,}25\cdot10+0{,}4=12{,}9\text{ V},$$

și

$$E \geqslant (U_{ieșM})_{min}+\Delta u=(U_{ieșM})_{min}+0{,}9+0{,}8\cdot10^{-2}\,\frac{(U_{ieșM})_{min}}{R_s}=$$

$$=10+0{,}9+0{,}8\cdot10^{-2}\,\frac{10}{0{,}2}=11{,}3\text{ V}.$$

Deoarece sarcina acceptă tensiune pînă la 14 V, se va adopta tensiunea de alimentare $E=15$ V. Pentru aceasta tensiunea de ieșire va atinge nivelul superior

$$U_{ieșM}=(E-0{,}9)\,\frac{R_s}{R_s+0{,}008}=(15-0{,}9)\,\frac{0{,}2}{0{,}2+0{,}008}=13{,}55\text{ V} < 14\text{ V}.$$

Se verifică îndeplinirea condiției

$$t_{min} \geqslant t_{max}\,\frac{1{,}6}{U_{commax}}=9{,}5\,\frac{1{,}6}{10}=1{,}52\text{ ms} < 1{,}6\text{ ms},$$

deci circuitul integrat se poate utiliza în scopul propus.

Impulsurile de declanșare trebuie să aibă frecvența de 50 Hz, durata $t_d=$ $=2$ μs ...1,6 ms, frontul căzător de durată mai mică de 0,2 μs și amplitudinea

$$U_d > \frac{U_{commax}}{2}=\frac{10}{2}=5\text{ V}.$$

Se adoptă curentul sursei $I=0,2$ mA. Rezultă capacitatea

$$C=\frac{It_{max}}{U_{commax}}=\frac{0,2\cdot10^{-3}\cdot9,5\cdot10^{-3}}{10}=0,19\ \mu F.$$

Se normalizează capacitatea la $C=0,22\ \mu F\pm10\%$ (PMP 02.02) cu care se recalculează curentul

$$I=\frac{CU_{commax}}{t_{max}}=\frac{0,22\cdot10^{-6}\cdot10}{9,5\cdot10^{-3}}=0,232\ mA.$$

Se adoptă tranzistoare de tip BC251B şi se admite $U_{CE3min}=1,2$ V.

Se calculează rezistenţele sursei de curent

$$R_{E3}=R_{E4}=\frac{E-U_{comax}-U_{CE3min}}{I}=\frac{15-10-1,2}{0,232}=16,4\ k\Omega,$$

care se normalizează la $16,2\ k\Omega\pm2\%$ şi

$$R_B=\frac{E-IR_{E3}-U_{BE3}}{I}=\frac{15-0,232\cdot16,2-0,59}{0,232}=46\ k\Omega,$$

unde s-a folosit $U_{BE3}=0,59$ V citită din caracteristica de intrare tipică a tranzistorului (fig. 5.5).

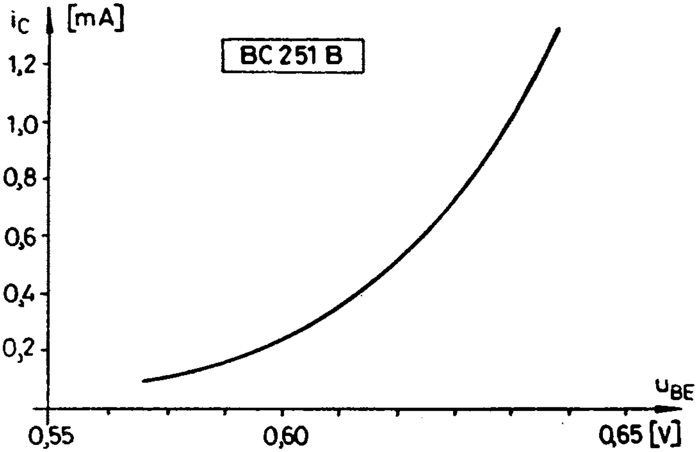


Fig. 5.5. Caracteristica de intrare a tranzistorului BC 251 B.

Rezistenţa R_B se realizează din componentele

$$R'_B=0,85R_B=0,85\cdot46=39\ k\ \Omega,$$

$$R''_B=0,30R_B=0,30\cdot46=13,8\ k\ \Omega,$$

care se normalizează la valorile: $36\ k\Omega\pm5\%$, respectiv $25\ k\Omega$ (semivariabilă).

Curentul consumat de sarcină de la sursa $+E$ cînd la ieșirea circuitului este nivelul de tensiune superior va fi

$$I_s=\frac{E-0{,}9}{R_s+0{,}008}=\frac{15-0{,}9}{0{,}2+0{,}008}=67{,}8\ \text{mA},$$

iar curentul mediu total consumat de la sursă I

$$I_E=3+0{,}5\,(E-5)+t_{max}fI_s+2I=3+0{,}5\,(15-5)+$$

$$+9{,}5\cdot10^{-3}\cdot50\cdot67{,}8+2\cdot0{,}2=40{,}6\ \text{mA}.$$

5.2. PROIECTAREA UNUI GENERATOR COMANDAT PRIN TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT βE 565

Circuitul integrat β E 565, „circuit cu calare pe fază“ sau PLL, este prezentat detaliat în [24] împreună cu un număr mare de aplicații. Dintre acestea, o utilitate mai generală o are generatorul de funcții sau cu alte cuvinte, generatorul de tensiune dreptunghiulară și triunghiulară, din care, cu un filtru potrivit, se poate obține și tensiune sinusoidală. Cînd circuitul β E 565 este utilizat ca generator de funcții dintre blocurile funcționale incluse în această capsulă este utilizat numai oscilatorul comandat prin tensiune. Acesta poate fi comandat prin tensiune continuă din exterior, pe terminalul 7, în scopul modificării liniare a frecvenței (aplicație care nu este amintită în [24] sau în catalog [16]) (fig. 5.6 și 5.7).

În cazul generatorului din fig. 5.6, alimentarea circuitului integrat se face de la o singură sursă de tensiune $E_0=10\ldots24$ V. În acest caz intrările 2, 3 ale comparatorului de fază (sau numai una dintre ele) se conectează pe divizorul R_1, R_4 la un potențial de cel puțin +1,6 V (de obicei +5 V). Frecvența oscilațiilor dreptunghiulare și triunghiulare este impusă de elementele RC și tensiunea de comandă U_7. Acest generator asigură o frecvență cuprinsă între un maxim și aproape zero atunci cînd tensiunea de comandă se modifică între $(0{,}5\,E_0+1{,}5\ \text{V})\ldots(E_0-0{,}2\ \text{V})$, legătura dintre frecvență și tensiune fiind liniară.

În cazul generatorului din fig. 5.7, alimentarea circuitului integrat se face de la două surse de tensiune de semne diferite, cu suma valorilor absolute cuprinsă între 10...24 V. În acest caz,

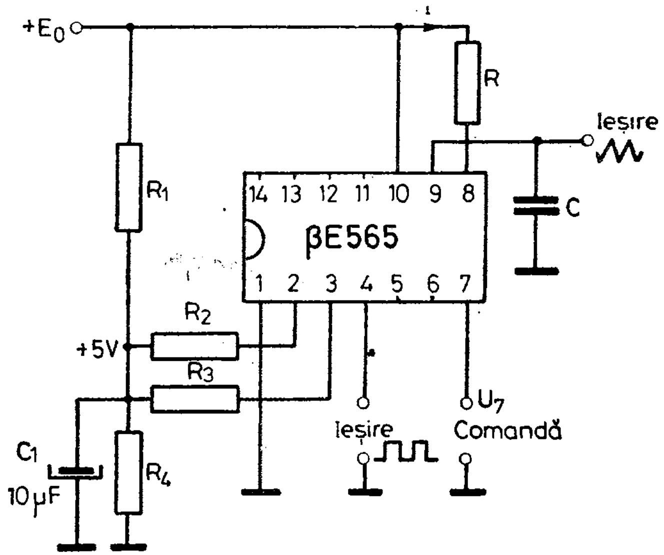


Fig. 5.6. Generator de funcţii cu circuit β E 565 alimentat de la o singură sursă de tensiune.

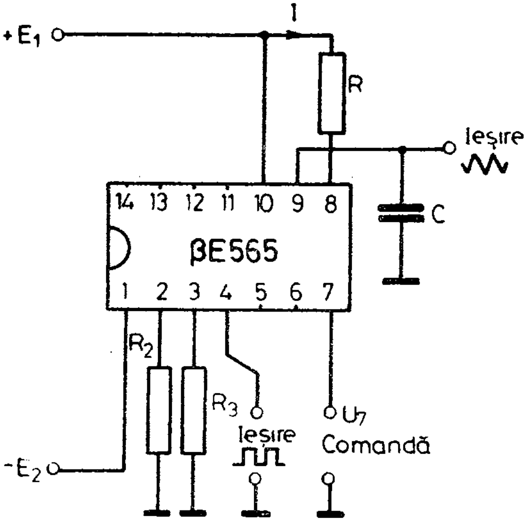


Fig. 5.7. Generator de funcţii cu circuit βE565 alimentat de la două surse de tensiune.

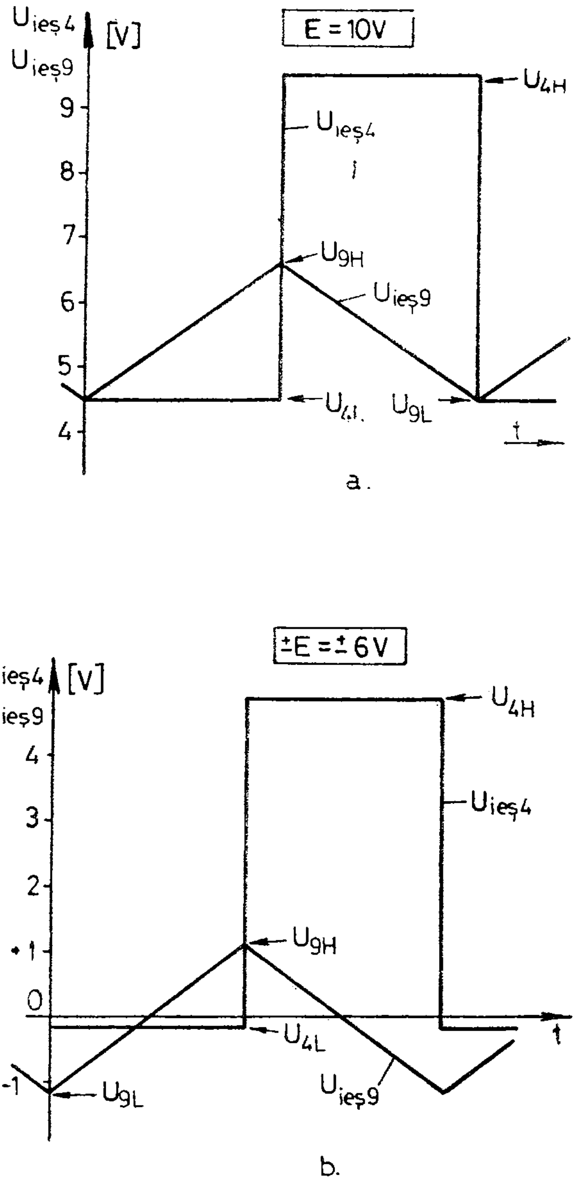


Fig. 5.8. Tensiunile de ieșire ale generatoarelor cu o singură sursă și cu două surse de alimentare.

intrările 2, 3 ale comparatorului de fază (sau numai una dintre ele) se conectează de obicei la masă. Acest generator furnizează semnal cu frecvenţă liniar dependentă de tensiunea de comandă şi anume, cuprinsă între o valoare maximă (stabilită de R, C, U_{7min}) şi o valoare apropiată de zero, pentru tensiune de comandă cuprinsă între $[0{,}5\,(E_1-E_2)+1{,}5\text{ V}]\ldots(E_1-0{,}2\text{ V})$.

Formele tensiunilor de ieşire în cele două cazuri sînt prezentate în fig. 5.8. Atît amplitudinea semnalelor cît şi nivelul inferior atins de ele depind de modul de alimentare şi de valoarea tensiunilor de alimentare.

Pentru ca semnalele de ieşire să aibă amplitudinile calculate şi frecvenţa impusă, cele două ieşiri nu pot fi încărcate cu rezistenţe de sarcină reduse. Astfel, ieşirea de la terminalul 9 (pentru semnal triunghiular) se face prin repetor dacă sarcina nu prezintă rezistenţă foarte mare, iar ieşirea de la terminalul 4 (pentru semnal dreptunghiular) se poate încărca numai cu rezistenţe de ordinul zecilor de kΩ sau mai mari.

Dacă nivelele obţinute pentru semnalele de ieşire ale circuitului integrat βE565 nu corespund direct celor necesare pe sarcină, ele pot fi convertite în nivelele necesare cu ajutorul unui amplificator operaţional.

Tot printr-un amplificator operaţional (fig. 5.9) domeniul tensiunii de comandă disponibilă U_{com} se poate converti în domeniul necesar pentru tensiunea U_7. Amplificatorul din fig. 5.9, *a* se utilizează în cazul cînd frecvenţa trebuie să scadă la creşterea tensiunii U_{com} iar amplificatorul din fig. 5.9, *b* – cînd frecvenţa trebuie să crească odată cu tensiunea U_{com}.

Datele principale ale circuitului integrat βE565, care interesează aici, sînt următoarele:

– suma tensiunilor de alimentare: 10...24 V,

– amplitudinea semnalului triunghiular: $\Delta u_9=2\ldots5$ V, în funcţie de tensiunile de alimentare,

– amplitudinea semnalului dreptunghiular: $\Delta u_4=4{,}8\ldots11{,}8$ V, în funcţie de tensiunile de alimentare,

– factorul de umplere al semnalului dreptunghiular: 40...60% (tipic 50%),

– frecvenţa maximă de lucru a oscilatorului comandat prin tensiune: $f_{MAX}=500$ kHz,

– curentul constant de la intrarea 8: $I=0{,}1\ldots2{,}2$ mA,

– curent de alimentare de la sursă $I_{B1,2}=8\ldots10+0{,}85\cdot(E_1+E_2-10)$ [mA],

– timpii de creştere şi de cădere ai semnalului dreptunghiular: 20 ns, 50 ns,

– domeniul temperaturilor de funcţionare: 0...+70 °C.

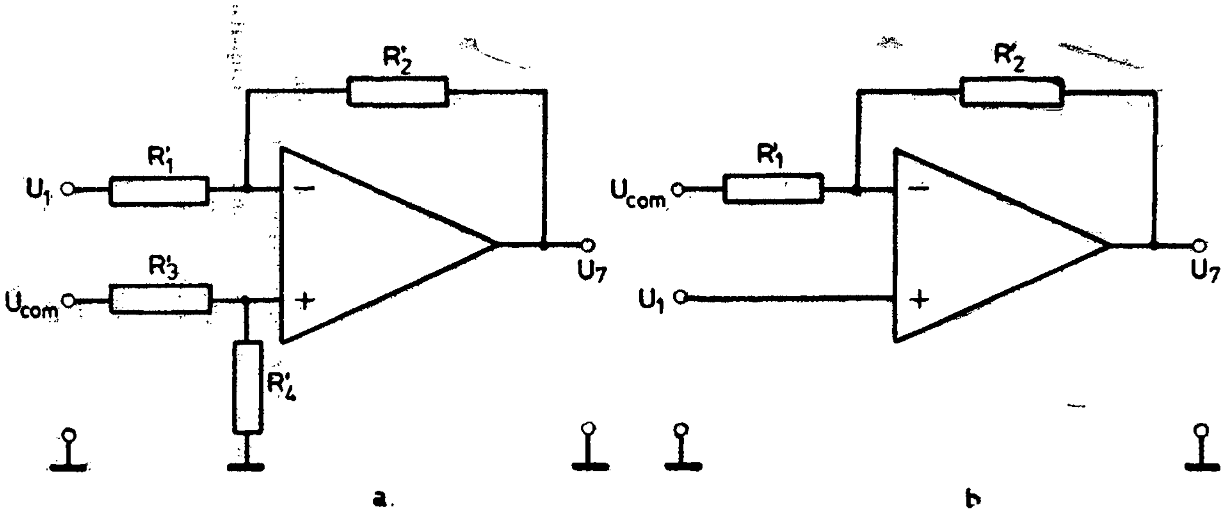


Fig. 5.9. Amplificatoare operaționale pentru conversia domeniului tensiunii de comandă.

Deoarece în catalog nu sînt date dispersiile nivelelor inferioare şi superioare ale semnalelor de ieşire nu se poate ţine cont în calcule de acestea. Din cauza acestor dispersii rezultă şi o dispersie a frecvenţei. În majoritatea cazurilor nivelele semnalelor şi limitele frecvenţei trebuie ajustate experimental (nivelele pot fi ajustate numai prin tensiunile de alimentare, iar limitele frecvenţei se pot ajusta prin intermediul tensiunii U_l şi amplificării A_u a amplificatorului operaţional). Corectarea factorului de umplere se prezintă în [42].

Conexiunile la capsula circuitului integrat βE565 sînt prezentate în fig. 5.10.

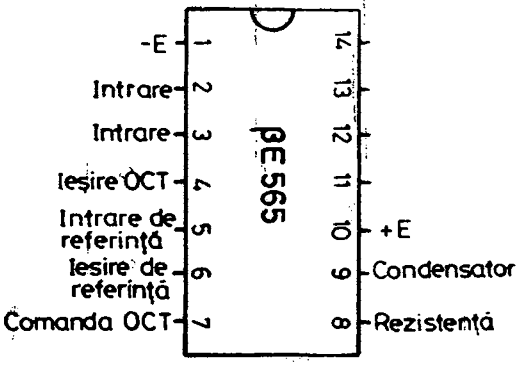


Fig. 5.10. Capsula circuitului integrat β E 565.

DATE INIŢIALE

Pentru dimensionarea generatorului şi a amplificatorului operaţional auxiliar sînt necesare următoarele date iniţiale :

– nivelul inferior al celor două semnale şi amplitudinea lor minimă U_{4L}, $\Delta u_{4\,min}$, U_{9L}, Δu_{9min} sau – în cazul cînd se va utiliza unul singur din cele două semnale – o singură pereche din acestea,

– extremele tensiunii de comandă : U_{comm}, U_{comM},

– extremele frecvenţei semnalelor de ieşire : f_{min}, f_{max},

Pentru datele iniţiale există o serie de limitări evidente : $f_{min} > 0$, $f_{max} \leqslant 500$ kHz sau rezultate din studiul circuitului [24] $\Delta u_4 \leqslant 11{,}8$ V ; $\Delta u_9 \leqslant 5$ V, $U_{4L} < 11{,}5$ V, $U_{9L} < 8{,}5$ V.

PROIECTAREA GENERATORULUI

Etapele proiectării generatorului sînt următoarele:

a) Se determină tensiunile de alimentare:

— pentru cazul cînd este necesar numai un semnal de ieşire din cele două, cu ajutorul sistemului

$$\begin{cases} U_{4L}=0{,}5\,(E_1-E_2)-0{,}45 \quad [\text{V}] \\ U_{4L}+\Delta u_{4min}=E_1-0{,}65 \quad [\text{V}], \end{cases} \tag{5.19}$$

respectiv

$$\begin{cases} U_{9L}=2{,}28E_1-0{,}72E_2+1{,}77 \quad [\text{V}] \\ U_{9L}+\Delta u_{9min}=0{,}5\,(E_1-E_2)+1{,}5 \quad [\text{V}], \end{cases} \tag{5.20}$$

în care s-a ţinut cont deja de semnul tensiunii E_2,

— pentru cazul cînd se utilizează ambele semnale de ieşire, cu ajutorul sistemului

$$\begin{cases} U_{4L}=0{,}5\,(E_1-E_2)-0{,}45 \quad [\text{V}] \\ U_{9L}=0{,}28E_1-0{,}72E_2+1{,}77 \quad [\text{V}], \end{cases} \tag{5.21}$$

cînd amplitudinea semnalelor nu se mai poate impune urmînd să se verifice mai jos.

Se verifică îndeplinirea condiţiei

$$E_2 \geqslant 0 \tag{5.22}$$

(s-a ţinut cont de semn în ecuaţii), iar în cazul obţinerii unei valori negative se va adopta $E_2=0$, ($E_0=E_1$) şi vor rezulta nivele şi amplitudini ale semnalelor ce nu mai corespund cu cele impuse mai sus.

Se verifică apoi îndeplinirea condiţiei

$$10\text{ V} \leqslant E_1+E_2 \leqslant 24\text{ V}, \tag{5.23}$$

esenţială pentru utilizarea circuitului integrat βE565.

Tensiunile E_1 şi E_2, în cazul cînd rezultă cu valori diferite de cele ale tensiunilor disponibile (de exemplu pentru alimentarea amplificatorului operaţional), pot fi obţinute din tensiuni cu valori mai mari cu ajutorul unor diode Zener potrivite, intercalate în serie în circuitul de alimentare al integratului. Acest lucru este posibil datorită curentului redus şi relativ constant consumat de circuitul βE565 de la surse (10...20 mA).

b) Dacă la calculul tensiunilor de alimentare s-a utilizat sistemul de ecuații (5.21) se determină amplitudinile celor două semnale de ieșire

$$\Delta u_4 = 0{,}5\,(E_1 + E_2) - 0{,}2 \quad [\mathrm{V}] \qquad (5.24)$$

$$\Delta u_9 = 0{,}22\,(E_1 + E_2) - 0{,}27 \quad [\mathrm{V}] \qquad (5.25)$$

și se verifică îndeplinirea condițiilor

$$\Delta u_4 \geqslant \Delta u_{4min}, \quad \Delta u_9 \geqslant \Delta u_{9min}. \qquad (5.26)$$

Dacă aceste condiții nu sînt îndeplinite, rămîne soluția de a se modifica nivelele sau amplitudinile semnalelor cu ajutorul altor circuite auxiliare.

c) Se stabilește polarizarea intrărilor 2 și 3 ale comparatorului de fază. În cazul cînd se utilizează o singură sursă de alimentare $E_0 = E_1$ ($E_2 = 0$), se dimensionează divizorul R_1, R_4 astfel încît intrările 2 și 3 să fie legate la un potențial $U_{2,3} = 1{,}6\ldots5$ V, admițîndu-se un curent prin divizor, I_d, de ordinul 1 mA. Rezultă (fig. 5.6)

$$R_1 = E_0 - U_{23} \quad \text{și} \quad R_4 = U_{2,3} \quad [\mathrm{k\Omega}],\ [\mathrm{V}]. \qquad (5.27)$$

În cazul utilizării a două surse de alimentare, dacă $1{,}6 \leqslant E_2 \leqslant 5\ldots6$ V se leagă intrările 2, 3 la masă (ca în fig. 5.7). Dacă $E_2 < 1{,}6$ V este necesar să se introducă divizorul R_1, R_4 și (C_1) dimensionat cu relația 5.27, unde

$$U_{2,3} = (1{,}6\ldots5) - E_2 \quad [\mathrm{V}]. \qquad (5.28)$$

Dacă $E_2 > 5\ldots6$ V este necesar să se realizeze divizorul R_1, R_4 ca în fig. 5.11. Calculul rezistențelor se face cu relațiile 5.27, folosind E_2 în locul lui E_0 și aceeași valoare pentru $U_{2,3}$.

Rezistențele R_2 și R_3 se adoptă de ordinul cîțiva kΩ (în mod obișnuit 4,7 kΩ).

d) Se stabilește valoarea minimă admisă pentru tensiunea U_7

$$U_{7MIN} \simeq 0{,}5\,(E_1 - E_2) + 1{,}5 \quad [\mathrm{V}], \qquad (5.29)$$

unde s-a ținut cont de semnul tensiunii E_2.

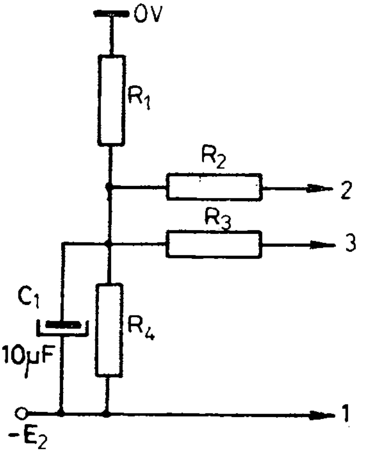


Fig. 5.11. Polarizarea intrărilor 2 și 3 pentru tensiuni E_2 mari.

Se determină limita inferioară a rezistenței R care stabilește frecvența

$$R_{min}=\frac{E_1-U_{7MIN}}{I_{MAX}}=\frac{E_1-U_{7MIN}}{2,2\cdot 10^{-3}}. \qquad (5.30)$$

e) Se determină limita superioară a capacității condensatorului C care stabilește frecvența

$$C\leqslant\frac{E_1-U_{7MIN}}{2f_{max}\cdot\Delta u_9\cdot R_{min}}\ [\mathrm{F}],\ [\mathrm{Hz}],\ [\Omega], \qquad (5.31)$$

unde s-a ținut cont de corespondența dintre U_7 și f.

Se adoptă capacitatea C normalizată spre valoarea rezultată mai sus dacă nu prezintă dimensiuni și pierderi prea mari.

Se determină rezistența R necesară din relația 5.31 utilizînd semnul egal, cînd se realizează pentru un domeniu dat al frecvenței — un domeniu maxim de variație al tensiunii U_7. Dacă rezistența R se normalizează suficient de aproape de valoarea calculată rezultă $U_{7min}=U_{7MIN}$.

f) Se determină limita superioară a tensiunii U_7 la care se asigură frecvența impusă f_{min}

$$U_{7max}=E_1-2RCf_{min}\Delta u_9. \qquad (5.32)$$

Această tensiune trebuie să fie mai mică decît 21 V pentru a putea fi realizată cu amplificator integrat uzual.

Dacă s-a ales capacitatea C mai departe de valoarea rezultată din relația 5.31, trebuie verificată îndeplinirea condiției

$$R<\frac{E_1-U_{7max}}{I_{MIN}}=\frac{E_1-U_{7max}}{0,1\cdot 10^{-3}}. \qquad (5.33)$$

g) se stabilește circuitul pentru conversia domeniului de comandă dintre cele prezentate în fig. 5.9 ținînd cont de sensul de modificare a frecvenței și tensiunii de comandă date.

Se determină tensiunea U_1 și amplificarea de tensiune A_u necesară pentru circuitul din fig. 5.9, *a* în ipoteza fără divizare la intrarea neinversoare dacă

$$\frac{U_{7max}-U_{7min}}{U_{comM}-U_{comm}}\geqslant 1,5, \qquad (5.34)$$

și anume amplificarea pentru intrarea inversoare

$$A_u=\frac{U_{7max}-U_{7min}}{U_{comM}-U_{comm}}-1, \qquad (5.35)$$

şi tensiunea U_1

$$U_1=\frac{U_{comm}(1+A_u)-U_{7min}}{A_u}. \qquad (5.36)$$

Dacă nu este îndeplinită condiţia 5.34, se admite $A_u=0{,}5$ şi considerînd o divizare la intrarea neinversoare rezultă factorul de divizare

$$d=\frac{U_{7max}-U_{7min}}{U_{comM}-U_{comm}}\cdot\frac{1}{1+A_u}. \qquad (5.37)$$

cu care trebuie înmulţită şi tensiunea U_{comm} în 5.36.

În cazul circuitului din fig. 5.9, *b* se calculează amplificarea

$$A_u=\frac{U_{7max}-U_{7min}}{U_{comM}-U_{comm}}, \qquad (5.38)$$

şi tensiunea

$$U_1=\frac{A_u U_{comm}+U_{7min}}{1+A_u}. \qquad (5.39)$$

h) Se adoptă rezistenţa R'_1 de la intrarea inversoare a amplificatorului integrat, mult mai mică decît rezistenţa de intrare a acestuia, de exemplu

$$R'_1\leqslant\frac{R_{intr}}{40\ldots50}, \qquad (5.40)$$

şi rezultă rezistenţa

$$R'_2=R'_1 A_u. \qquad (5.41)$$

Pentru cazul circuitului din fig. 5.9, *b* se normalizează rezistenţele R'_1 şi R'_2 (R'_2 poate fi prevăzută cu posibilitatea de reglaj pentru ajustarea amplificării Au).

În cazul circuitului din fig. 5.9, *a* se normalizează numai rezistenţa R'_2, deoarece R'_1 va fi realizată prin divizorul care asigură tensiunea fixă U_1 pe baza uneia din tensiunile de alimentare ale amplificatorului integrat. Rezistenţa R'_2 poate fi prevăzută şi aici cu reglaj.

Pentru circuitul din fig. 5.9, *a* se determină rezistenţele R'_3 şi R'_4 din condiţiile

$$\frac{R'_4}{R'_3+R'_4}=d \quad \text{şi} \quad R'_3\parallel R_4=R'_1\parallel R'_2. \qquad (5.42)$$

i) Se adoptă tipul amplificatorului integrat si tensiunile lui de alimentare, ţinînd cont de valoarea absolută maximă a tensiunii U_7 (U_{7max} sau U_{7min}) şi de tensiunea nesimetrică maximă care apare

-a intrări. Pot să apară cazuri particulare în care amplificatoarele operaţionale uzuale (tabelul 4.1) nu sînt utilizabile.

Curentul de ieşire maxim al amplificatorului merită să fie calculat numai în cazul unei tensiuni U_{7min} negative şi este

$$I_{emax}=\frac{E_1-U_{7min}}{3,6}\ [\text{mA}]. \qquad (5.43)$$

Atît în acest caz cît mai ales în celelalte, curentul de ieşire este redus (cîţiva mA) şi nu este necesară în general verificarea excursiei maxime a tensiunii de ieşire.

Dacă este cazul, corecţia amplificatorului se adoptă pentru amplificarea A_u calculată mai înainte.

j) Se calculează divizorul care realizează tensiunea fixă U_1 cu ajutorul uneia din sursele ce alimentează amplificatorul integrat. Se utilizează relaţiile 4.24 şi 4.25 în cazul amplificatorului din fig. 5.9, *a* sau relaţia 4.24 şi condiţia

$$R' \parallel R''=R_1' \parallel R_2' \qquad (5.44)$$

în cazul amplificatorului din fig. 5.9, *b*. Una din rezistenţele divizorului se poate prevedea cu posibilitate de ajustare pentru ca prin intermediul tensiunii U_1 şi a amplificării A_u (şi ea ajustabilă) să se asigure limitele frecvenţei — f_{min} şi f_{max} — impuse.

k) Se stabileşte posibilitatea obţinerii tensiunilor de alimentare E_1 şi E_2 din tensiunile $\pm E$ utilizate la amplificatorul operaţional sau invers.

l) Se evaluează curenţii consumaţi de la sursele de alimentare. Circuitul integrat βE565 consumă de la sursele E_1 şi E_2 curenţii

$$I_{E1} \leqslant 10+0,85\,(E_1+E_2-10)+I_{emax}\ [\text{mA}]\ [\text{V}] \qquad (5.45)$$

$$I_{E2} \leqslant I_{E1}-I_{emax}. \qquad (5.46)$$

La unul din aceşti curenţi (după caz) trebuie adăugat curentul prin divizorul R_1, R_4 — $I_d=1$ mA.

Calculul curenţilor consumaţi de amplificator de la surse (inclusiv I_{emax}) nu prezintă dificultăţi (tabelul 4.1).

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va dimensiona un generator care să asigure un semnal dreptunghiular cu nivelele $U_{4L} \leqslant -4$ V, $U_4 \geqslant +4$ V, cu frecvenţa comandată între 1 000... ...2 000 Hz cu o tensiune $U_{com}=0\ldots+5$ V.

Tensiunile de alimentare necesare se obţin prin rezolvarea ecuaţiilor

$$\begin{cases} U_{4L}=0{,}5\,(E_1-E_2)-0{,}45 \\ U_{4H}=E_1-0{,}65 \end{cases} \quad \text{sau} \quad \begin{cases} -4=0{,}5\,(E_1-E_2)-0{,}45 \\ 4=E_1-0{,}65. \end{cases}$$

Rezultă : $E_1=4{,}65$ V şi se va adopta $E_1=5$ V, cu care : $E_2 \cong 12$ V.

Deşi nu s-au impus în datele iniţiale nivelele şi amplitudinea tensiunii triunghiulare, ele se calculează mai jos

$$U_{9L}=0{,}28E_1-0{,}72E_2+1{,}77=0{,}28\cdot5-0{,}72\cdot12+1{,}77 \cong -5{,}5\ \text{V},$$

$$U_{4H}=0{,}5\,(E_1-E_2)+1{,}5=0{,}5\,(5-12)+1{,}5=-2\ \text{V},$$

$$\Delta u_9=U_{9H}-U_{9L}=-2-(-5{,}5)=3{,}5\ \text{V}.$$

Se verifică faptul că suma tensiunilor de alimentare se încadrează între limitele admise

$$E_1+E_2=5+12=17\ \text{V şi } 10 < 17 < 24\ \text{V}.$$

Întrucît $E_2 > 5\ldots6$ V, divizorul pentru polarizarea intrărilor 2 şi 3 ale circuitului integrat se realizează ca în fig. 2.11. Se adoptă $U_{2,3}=5$ V şi rezultă

$$R_1=E_2-U_{2,3}=12-5=7\ \text{k}\Omega,$$

$$R_4=U_{2,3}=5\ \text{k}\Omega,$$

care se normalizează la valorile $R_4=4{,}7\ \text{k}\Omega\pm5\%$ şi $R_1=6{,}8\ \text{k}\Omega\pm5\%$.

Tensiunea minimă admisă la terminalul 7 este

$$U_{7MIN} \cong 0{,}5\,(E_1-E_2)+1{,}5=0{,}5\,(5-12)+1{,}5=-2\ \text{V},$$

iar limita inferioară a rezistenţei R

$$R_{min}=\frac{E_1-U_{7MIN}}{I_{MAX}}=\frac{5-(-2)}{2{,}2\cdot10^{-3}}=3{,}18\cdot10^3\ \Omega=3{,}18\ \text{k}\Omega.$$

Condensatorul C are capacitatea limitată superior la valoarea

$$C < \frac{E_1-U_{7MIN}}{2f_{max}\Delta u_9 R_{min}}=\frac{5-(-2)}{2\cdot2\,000\cdot3{,}5\cdot3\,180}=0{,}157\ \mu\text{F}.$$

Se adoptă un condensator cu poliester de 0,1 μF$\pm$10% (PMP 02.01) cu care se calculează rezistenţa R necesară

$$R=\frac{E_1-U_{7MIN}}{2f_{max}\Delta u_9 C}=\frac{5-(-2)}{2\cdot2\,000\cdot3{,}5\cdot0{,}1\cdot10^{-6}}=5\,000\ \Omega=5\ \text{k}\Omega.$$

Se adoptă o rezistenţă normalizată de 4,99 kΩ±1 % ţinînd cont că pentru precizia frecvenţei condensatorul C trebuie selectat şi că tensiunea U_{7min} trebuie realizată cu precizie. Rezultă deci

$$U_{7min} \cong U_{7MIN} = -2 \text{ V}.$$

Valoarea maximă a tensiunii U_7 va fi

$$U_{7max} = E_1 - 2RCf_{min}\Delta u_0 =$$

$$= 5 - 2\cdot 4{,}99\cdot 10^3\cdot 0{,}1\cdot 10^{-6}\cdot 10^3\cdot 3{,}5 = 1{,}5 \text{ V}.$$

Pentru conversia domeniului de comandă se foloseşte amplificatorul operaţional din fig. 5.9, *b*, deoarece U_{com} şi f trebuie să se modifice în acelaşi sens. Se calculează

$$A_u = \frac{U_{7max} - U_{7min}}{U_{comM} - U_{comm}} = \frac{1{,}5-(-2)}{5-0} = 0{,}7,$$

şi

$$U_1 = \frac{A_u U_{comM} + U_{7min}}{1+A_u} = \frac{0{,}7\cdot 5 - 2}{1+0{,}7} = 0{,}882 \text{ V}.$$

Se adoptă $R_1' = 5{,}11$ kΩ±2 % şi rezultă :

$$R_2' = R_1' A_u = 5{,}11\cdot 0{,}7 = 3{,}58 \text{ k}\Omega,$$

care se poate realiza fixă, cu valoarea 3,57 kΩ±1 % sau compusă dintr-o rezistenţă fixă şi una semireglabilă în scopul ajustării frecvenţei la capetele domeniului.

Deoarece excursia tensiunii de ieşire a amplificatorului operaţional are loc în limite restrînse, iar tensiunea U_1 este redusă se poate utiliza orice amplificator integrat uzual, de exemplu βA741, care nu necesită prea multe componente auxiliare.

Tensiunile de alimentare se pot adopta $\pm E = \pm 12$ V, ţinînd cont de faptul că şi $E_2 = -12$ V, utilizîndu-se aceeaşi sursă negativă.

Curentul maxim de ieşire (absorbit) al amplificatorului integrat este

$$I_{emax} = \frac{E_1 - U_{7min}}{3{,}6} = \frac{5-(-2)}{3{,}6} = 1{,}94 \text{ mA},$$

şi fiind redus nu mai este necesară verificarea excursiei maxime a tensiunii de ieşire.

Tensiunea U_1 se realizează cu ajutorul unui divizor alimentat de la sursa pozitivă utilizată de amplificatorul operaţional.

Rezistenţele divizorului se determină din ecuaţiile

$$U_1 = E\frac{R''}{R'+R''} \quad \text{şi} \quad \frac{R'R''}{R'+R''} = \frac{R_1' R_2'}{R_1'+R_2'}.$$

Cu U_1=0,882 V, E=12 V, R_1'=5,11 kΩ şi R_2'=3,57 kΩ se obţin după calcule şi normalizare: R'=28,7 kΩ±1% şi R''=2,26 kΩ±1%. R'' se poate eventual realiza cu posibilitate de reglaj.

Tensiunea de alimentare E_1=5 V se poate obţine (şi ajusta) din tensiunea $+E=+12$ V de alimentare a amplificatorului operaţional cu o diodă Zener de tensiune în jur de 7 V, în serie (DZ6V8, PL7V5Z).

Curenţii consumaţi de la sursele de alimentare sînt

$$I_{E1} \leqslant 10+0,85\,(E_1+E_2-10)+I_{emax}=$$

$$\cong 10+0,85\,(5+12-10)+1,94 \cong 18 \text{ mA},$$

$$I_{E2} \leqslant I_{E1}-I_{emax}+I_d=18-1,94+1 \cong 17 \text{ mA}.$$

Amplificatorul operaţional consumă de la sursa pozitivă un curent de cca 3 mA (tabelul 4.1) şi de la sursa negativă (aceeaşi cu E_2) un curent maxim de cca 5 mA (s-a inclus I_{emax}).

ANEXA 1

TABEL

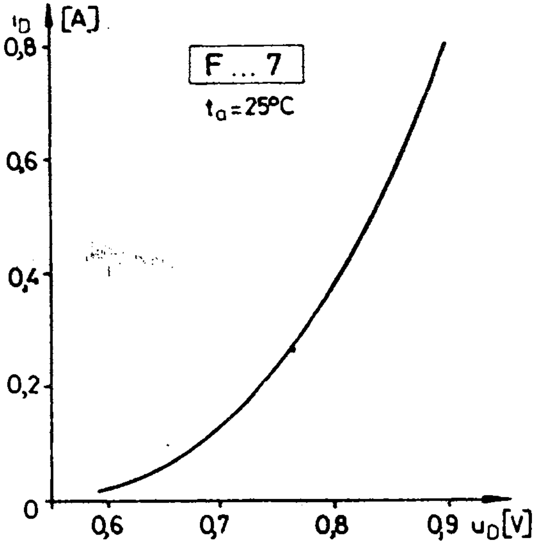
cu diodele redresoare de siliciu uzuale

Tipul	I_0 [A]	V_{RRM} [V]	I_{FRM} [A]	I_{FSM} [A]	R_{ja} [°C/W]	R_{jc} [°C/W]	R_{cr} [°C/W]	t_{jMAX} [°C]
F057	0,75	50	4	30	70			125
F087	($t_a \leqslant 50$ °C)	80						
F107		100						
F207		400						
⋮		⋮						
1N4001	1	50	10	30	60			150
1N4002	($t_a \leqslant 75$ °C)	100						
1N4003		200						
1N4004		400						
⋮		⋮						
F102	2	100	6,5	70	50			150
F202	($t_a \leqslant 25$ °C)	200						
F402		400						
⋮		⋮						
6SI05(R)	6	50	20	160		3	2,5	150
6SI1(R)	($t_c \leqslant 125$ °C)	100						
6SI2(R)		200						
6SI3(R)		300						
6SI4(R)		400						
⋮		⋮						

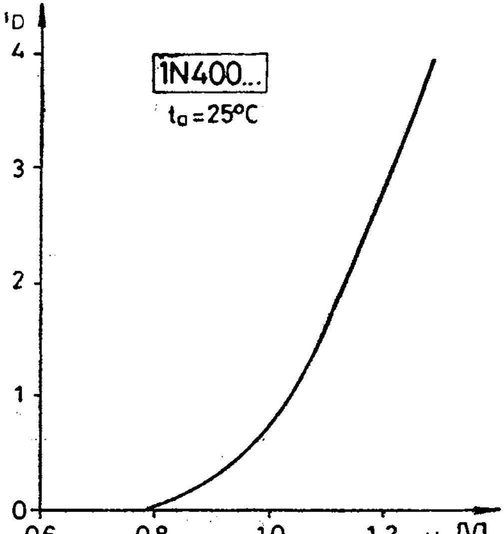
Pentru diodele 6SI se livrează la cerere radiatoare de aluminiu de tip U [14], cu următoarele rezistențe termice R_{re} (aproximative):

tip:	U_1—56	U_1—113	U_1—170	U_2—70	U_2—113	U_2—196
°C/W	11	7,5	4,2	6,3	3,7	2,5

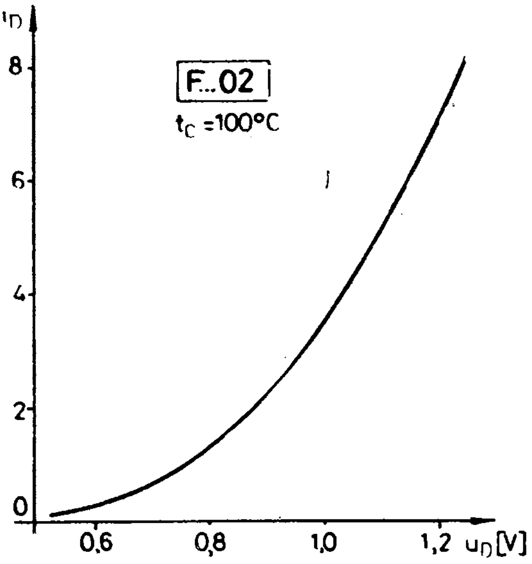
tip	U_3—90	U_3—170	U_3—250
°C/W	3,5	2,5	1,4



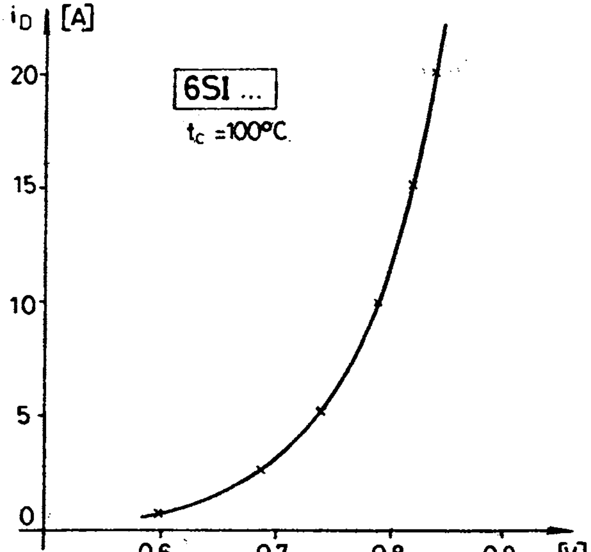
A.1. Caracteristica diodelor din seria de 0,75 A.



A.2. Caracteristica diodelor din seria de 1 A.



A.3. Caracteristica diodelor din seria de 2 A.



A.4. Caracteristica diodelor din seria de 6 A.

TABEL
cu diode Zener de putere mică și tensiuni mici

$P_{dMAX}=0,4$ W

Tipul	U_z (la $I_z=5$ mA) [V]	r_z (tip) (la $I_z=5$ mA) [Ω]	r_z (tip) (la $I_z=10$ mA) [Ω]	α_{UZ} [10^{-4}/°C]
DZ2V7	2,7±0,2	80	40	−9...0
DZ3	3 ±0,2	80	40	−9...0
DZ3V3	3,3±0,2	80	40	−8...0
DZ3V6	3,6±0,2	70	40	−8...0
DZ3V9	3,9±0,2	70	40	−7...0
DZ4V3	4,3±0,3	70	40	−6...0
DZ4V7	4,7±0,3	60	30	−5...2
DZ5V1	5,1±0,3	50	25	−3...4
DZ5V6	5,6±0,4	40	20	−2...6
DZ6V2	6,2±0,4	20	10	−1...7
DZ6V8	6,8±0,4	8	5	0...7
DZ7V5	7,5±0,4	5	3	0...7
DZ8V2	8,2±0,5	5	3	0...7
DZ9V1	9,1±0,5	8	5	0...8

$P_{dMAX}=1$ W

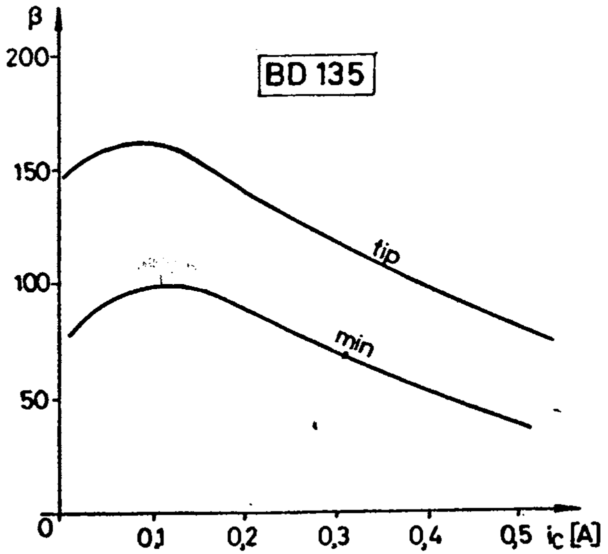
Tipul	U_z ($t_a=25$ °C) [V]	la I_z [mA]	r_z (tip) (la $I_z=10$mA) [Ω]	r_z (tip) (la $I_z=20$ mA) [Ω]	r_z (tip) (la $I_z=100$ mA) [Ω]	α_{UZ} (tip) [10^{-4}/°C]
PL3Z	3 ±0,2	100	45	15	10	−6,5
PL3V3Z	3,3±0,2		40	15	10	−6
PL3V6Z	3,6±0,2		35	15	10	−5,5
PL3V9Z	3,9±0,2		35	15	7	−5
PL4V3Z	4,3±0,3		35	15	7	−4
PL4V7Z	4,7±0,3		35	15	7	−2
PL5V1Z	5,1±0,3		30	10	5	1
PL5V6Z	5,6±0,4		20	8	2	2,5
PL6V2Z	6,2±0,4		10	4	2	3,2
PL6V8Z	6,8±0,4		8	3	2	4
PL7V5Z	7,5±0,4		7	3	2	4,5
PL8V2Z	8,2±0,5		7	3	2	4,8
PL9V1Z	9,1±0,5	50	15	6	4	5,1
PL10Z	10 ±0,6		25	10	4	5,5
PL11Z	11 ±0,6		30	15	7	6
PL12Z	12 ±0,7		35	15	7	6,5

ANEXA 3

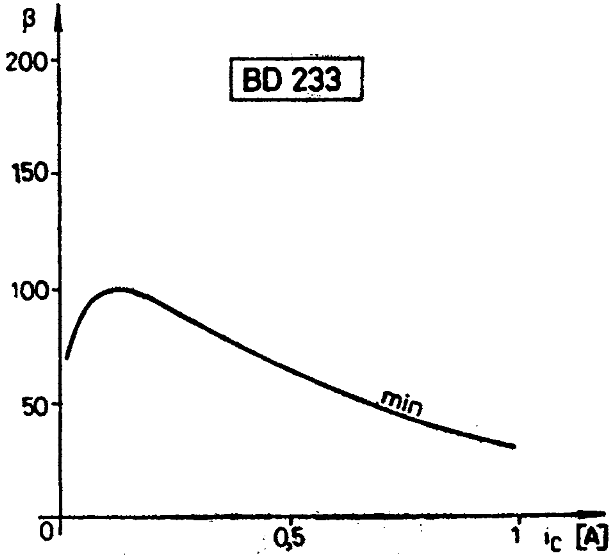
TABEL

cu tranzistoarele de siliciu uzuale

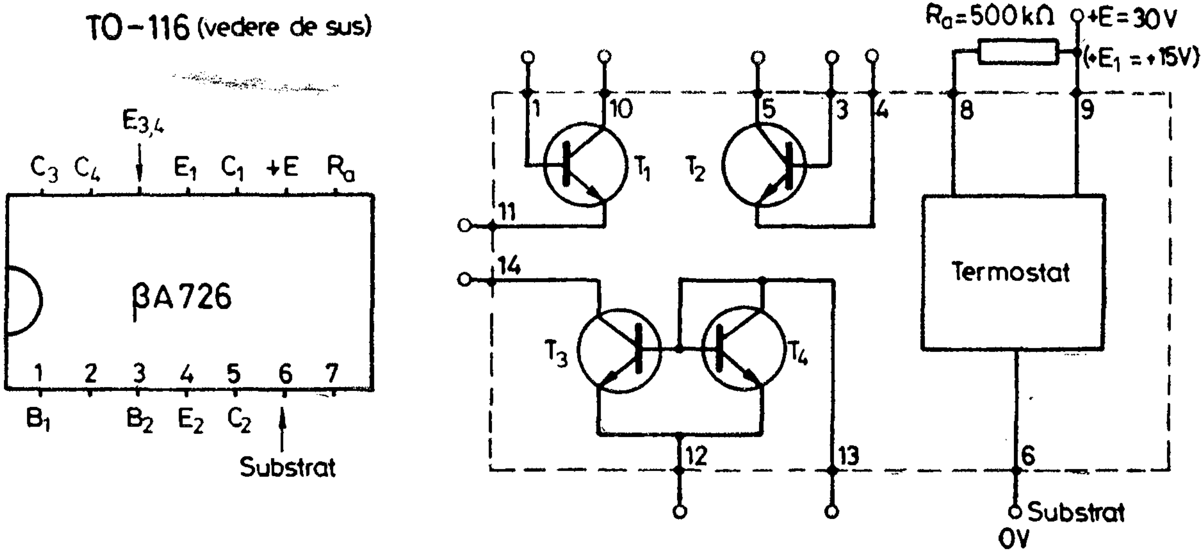
Tipul	I_{CMAX} [A]	U_{CEO} [V]	U_{EBO} [V]	I_{EBO} (t_a=25 °C) (U_{EB}=5 V) [μA]	β_{min}	la I_C [mA]	P_{dMAXO} (t_a=25 °C) [W]	P_{tot} [W]	R_{jc} [°C/W]	R_{ca} [°C/W]	R_{cr} [°C/W]	t_{jMAX} [°C]
BC171B (npn)	0,1	45	6		240	2	0,3	—	—	—	—	—
BC171C		45	6		450							
BC172C		25	5		450							
BC251A (pnp)	0,1	45	5		125	2	0,3	—	—	—	—	—
BC251B		45	5		240							
BD135	1	45	5	10	40	400	1	6,5	10	110	8	150
BD137		60										
BD139		80										
BD136 (pnp)	1	45	5	10	40	400	1	6,5	10	110	8	150
BD138		60										
BD140		80										
BD233 (npn)	2	45	5	(20)	25	1 A	1,1	25	5	110	8	150
BD235		60										
BD237		80										
2N5490	7	40	5		20	2 A	2,4	50	2,5	60	3	175
2N5492		55										
2N5496		70										
2N3055/1	15	30	7		20	3 A	4,7	117	1,5	30	0,5	200
2N3055/4		20			30	3 A						
2N3055/8		60			70	4 A						



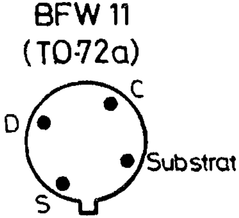
A.5. Dependența factorului de amplificare de curentul colector la tranzistorul BD 135.



A.6. Dependența factorului de amplificare de curentul de colector la tranzistorul BD 233.



A.7. Structura circuitului integrat β A 726 şi conexiunile la capsulă.



A.8. Capsula tranzistorului TECJ-BFW 11.

ANEXA 4

REGULI PENTRU CONCEPȚIA CABLAJULUI IMPRIMAT

Pentru reușita deplină a realizării circuitelor electronice este necesar ca montajul acestora să fie cît mai îngrijit. În acest scop, cablajul imprimat trebuie să fie conceput pe baza unor reguli și recomandări dintre care, o parte, se prezintă mai jos [43].

1. Se recomandă realizarea unui traseu de masă pe marginile plăcii pentru cablaj imprimat (în jurul circuitului, exceptînd latura pe care se scot terminalele de acces).

2. Se realizează trasee de masă late pe toată lungimea lor.

3. Se evită apropierea sub 1...1,5 mm a traseelor față de marginea plăcii de montaj.

4. Se recomandă prevederea terminalelor de acces pe o singură latură a plăcii.

5. Se stabilesc traseele de curent mare astfel încît lungimea lor să fie minimă.

6. Se stabilește lățimea traseelor de curent mare astfel încît rezistența lor să fie redusă (la o lățime de 3 mm rezultă o rezistență de 0,17 Ω/m).

7. Se limitează inferior la 0,5 mm distanța dintre două trasee vecine atunci cînd tensiunile de alimentare nu depășesc cîteva zeci de volți.

8. Se amplasează circuitele de semnal mic pe placa de montaj cît mai departe de circuitele de semnal mare.

9. Se evită amplasarea componentelor sensibile la temperatură în apropierea componentelor ce disipă puteri mari.

10. Se realizează traseele cu lungime totală cît mai redusă asigurînd însă spațiul necesar pe placă pentru montarea componentelor.

11. Se evită folosirea unui traseu comun de masă pentru circuite de semnal mic și de semnal mare.

12. Se evită realizarea unor trasee pentru semnale paralele sau, eventual, se separă cele două trasee printr-unul de masă.

13. Se limitează inferior diametrul unei insule pentru terminal la 2,5 mm.

14. Se amplasează componentele semireglabile sau reglabile astfel încît să existe acces la ele.

15. Se va evita conducerea traseului de alimentare printre terminalele capsulei circuitelor integrate de tip „dual-in-line".

16. Se marchează printr-o formă specială locul de contact pentru primul terminal al capsulei circuitelor integrate.

17. Se marchează cu litere corespunzătoare locurile de contact pentru diode și tranzistoare.

BIBLIOGRAFIE

1. Roginski, V. I. *Elektriceskoe pitanie radiotehniceskih ustroistv*. Gosenergoizdat Moskva, 1957.
2. Felea, I. şi alţii. *Circuite cu tranzistoare în industrie*. Vol. II, Editura tehnică, Bucureşti, 1964.
3. Mityko, G., Ciucă, M. *Alimentarea radioreceptoarelor şi televizoarelor*. Editura tehnică, Bucureşti, 1970.
4. Bărbat, B. *Transformatoare de reţea*. Editura tehnică, Bucureşti, 1962.
5. Ciugudean, M. *Dispozitive şi circuite electronice*. Partea II— *Circuite electronice*. Institutul politehnic Timişoara, 1980.
6. Săvescu, M., Popovici A., Popescu, M. *Circuite electronice*, Vol. II Editura tehnică, Bucureşti, 1969.
7. Ciugudean, M. *Relaţia dintre rezistenţele interne ale circuitului redresor cu şi fără capacitiv*. Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului politehnic Timişoara, Seria electrotehnică, Fasc. 2/1980.
8. Dan, I., Moseanu, A. *Redresoare cu semiconductoare*. Editura tehnică, Bucureşti, 1975.
9. Ciugudean, M. *Contribuţii la proiectarea redresoarelor monofazate de putere redusă cu filtru capacitiv*. Conferinţa naţională de electronică, telecomunicaţii, automatică şi calculatoare. Institutul politehnic Bucureşti, 17—19 noiembrie 1982.
10. Ovidiu, R. *Componente electronice pasive. Catalog*. Editura tehnică, Bucureşti, 1981.
11. Cătuneanu, V. M. şi alţii *Tehnologie electronică*. Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1981.
12. Dascălu, D., Turic, L., Hoffman I. *Circuite electronice*. Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1981.
13. Hahulescu, M. *Bobinarea aparatelor electrice de joasă tensiune*. Editura tehnică Bucureşti, 1978.
14. I.P.R.S. *Cataloage de diode, tiristoare, tranzistoare*. 1976—77.
15. Ciugudean M. *Dispozitive şi circuite electronice*. Partea I, *Dispozitive electronice*. Institutul politehnic Timişoara, 1983.
16. I.P.R.S. *Circuite integrate liniare*, 1981.
17. Sipos, G. *Integrált áramkörös elektronika*. Budapest, 1980.
18. Texas Instruments. *Analóg és illesztö integrált áramkörök*. Budapest, 1979
19. Dumitrescu, M. *Stabilizatoare de tensiune şi curent*. Editura tehnică, Bucureşti, 1965.

20. Ciugudean, M, Tănase, M. *Contribuţii la proiectarea surselor de tensiune stabilizată cu element de reglare cu două tranzistoare în serie.* Buletinul ştiinţific al Institutului politehnic Cluj-Napoca, nr. 22, 1979, p. 46—50.
21. Bîrcă-Gălăţeanu, S. *Proiectarea elementului de control serie pentru un redresor stabilizat cu semiconductoare.* Telecomunicaţii, 14, nr. 6, iunie 1970
22. Ponner, I. *Electronică industrială.* Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti 1972.
23. Goga, G. şi alţii. *Tuburi electronice şi dispozitive semiconductoare,* Editura tehnică, Bucureşti, 1964.
24. Vătăşescu, A., Bodea, M. şi alţii. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare,* Vol. I, Editura tehnică, Bucureşti, 1979.
25. Vătăşescu, A. şi alţii. *Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare.* Editura tehnică, Bucureşti, 1975.
26. Vasilescu, G., Lungu, Şt. *Electronică.* Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1981.
27. Dănilă, Th., Reus, N., Boiciu, V. *Dispozitive şi circuite electronice.* Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1982.
28. I.C.C.E. *Catalog. Componente electronice semiconductoare,* 1980.
29. Lăzăroiu, F. D. *Maşini electrice de mică putere.* Editura tehnică, Bucureşti, 1965.
30. Pietrăreanu, E. *Agenda electricianului,* Editura tehnică, Bucureşti, 1979
31. Ciugudean, M., Fericean, S. *Circuite electronice cu amplificatorul integrat* ROB151. Lucrări tehnico-ştiinţifice — Măsuri, electronică, automatică, I.P.T., 13—15 mai 1977.
32. Ciobăniţa, V. şi alţii. *Radiorecepţia.* Editura Albatros, Bucureşti, 1982.
33. Ciugudean, M., Fericean, S., Jian, L. *Dispozitive şi circuite electronice. Îndrumător de proiectare.* I P.T., 1980 şi 1983.
34. Ciugudean, M., Köles, I. *Contribuţii la calculul amplificatorului operaţional cu caracteristică de transfer cu pantă monoton variabilă.* Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T., Fasc. 1, 1982.
35. Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H. *Circuite integrate liniare.* Editura tehnică, Bucureşti, 1976.
36. Dragu, I., Iosif, I. M. *Circuite integrate liniare. Amplificatori operaţionali.* Editura militară, Bucureşti, 1981.
37. Preitl, Şt. *Proiectarea cu ajutorul calculatorului numeric a unui transformator de funcţii universal cu diode.* Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T. Fasc. 2, 19[illegible]
38. Vătăşescu, A. şi alţii. *Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare şi oscilatoare.* Editura tehnică, Bucureşti, 1971.
39. Ciugudean, M., Nemeş, M. *Consideraţii asupra oscilatorului LC în punte cu reglaj de amplitudine.* Conferinţa naţională de electronică, telecomunicaţii, automatică şi calculatoare. Institutul politehnic Bucureşti, 17—19 noiembrie 1982.
40. Întreprinderea de ferite Urziceni. *Ferite şi utilaje specifice fabricării lor.*
41. Băjeu, G., Stancu, G. *Generatoare de semnale sinusoidale,* Editura tehnică, Bucureşti, 1979.
42. Mitrofan, G. I. *Generatoare de impulsuri şi de tensiune liniar variabilă.* Editura tehnică, Bucureşti, 1981.
43. Harea, V., Cârstea, H., Mârza, E. *Tehnologie electronică. Lucrări de laborator* I.P.T., 1981.

CUPRINS

pag.
Prefață 5
Introducere 6

Capitolul 1

PROIECTAREA STABILIZATOARELOR DE TENSIUNE CONTINUA 8
1.1. Proiectarea stabilizatorului cu diodă Zener 8
1.2. Proiectarea stabilizatorului cu element de reglare serie fără amplificator de eroare 18
1.3. Proiectarea stabilizatorului de tensiune cu circuit integrat β A 723 34
1.4. Proiectarea stabilizatorului de tensiune cu circuit integrat β A 723 și tranzistor extern *npn* 51
1.5. Proiectarea stabilizatorului de tensiune cu circuit integrat β A 723 și element de reglare cu două tranzistoare în serie 62
1.6. Calculul radiatorului pentru un dispozitiv semiconductor 77

Capitolul 2

PROIECTAREA ALIMENTATOARELOR MONOFAZATE DE PUTERE REDUSA 85
2.1. Proiectarea circuitului redresor 85
2.2. Proiectarea transformatorului de rețea 97

Capitolul 3

PROIECTAREA UNOR AMPLIFICATOARE DE JOASĂ FRECVENȚĂ ... 109

3.1. Proiectarea amplificatorului cu circuit integrat 109
TBA 790 T sau TCA 150 T ... 109

3.2. Proiectarea amplificatorului de joasă frecvență cu circuit integrat ROB 151 ... 124

Capitolul 4

PROIECTAREA UNOR CIRCUITE CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE ... 138

4.1. Proiectarea unei surse de curent comandată prin tensiune ... 144

4.2. Proiectarea unui transformator funcțional cu caracteristica cu panta monoton variabilă ... 157

4.3. Proiectarea unui oscilator sinusoidal *LC* în puncte cu frecvență fixă ... 169

4.4. Proiectarea unui oscilator sinusoidal *RC* cu circuit Wien ... 184

Capitolul 5

PROIECTAREA UNOR CIRCUITE SPECIALE ... 195

5.1. Proiectarea unui circuit basculant monostabil comandat prin tensiune cu circuit integrat βE 555 ... 195

5.2. Proiectarea unui generator comandat prin tensiune cu circuit integrat βE 565 ... 205

Anexe ... 219

Bibliografie ... 228

Redactor : ION ILIN
Tehnoredactor : IOAN I. IANCU

Bun de tipar : 12.07.1983.
Apărut 1983.
Coli tipar : 14,5.

Întreprinderea poligrafică „Banat"
Timişoara, Calea Aradului nr. 1.
Republica Socialistă România.
Comanda nr. 65.